



EXPERIMENTOS CON ONDAS DE TERAHERCIOS

Tesis de grado

Presentado a la facultad de la

**Escuela Técnica de Ingeniería de Telecomunicaciones de
Barcelona**

Universidad Politécnica de Cataluña

Por

Miquel Roigé Llop

En cumplimiento parcial

de los requisitos para la salida de

INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE LA TELECOMUNICACIÓN

Asesor: María Concepción Santos Blanco

Barcelona, Enero 2020

Abstract

The benefits obtained from using technologies such as microwaves and Optical bands are well known: wireless communications and fiber optics, welding, laser cutting and other types of applications.

These technologies that are used are intrinsically very different in their devices, but they have very similar properties in their electromagnetic waves due to the frequency, therefore, to the wavelength. Between the two bands is a little-known part of the spectrum, the Terahertz (THz) band and where it is still being studied.

This work that I have done with the title “Experiments with Terahertz waves” has been based on simulating a type of specific antennas at frequencies of Terahertz with a simulator in which I had previously worked and, therefore, had some knowledge of this simulator.

These results have been compared with others previously conducted by others previously conducted by other investigators and thus verify that the results were consistent. In addition, it explains the procedure followed and the use this simulator.

Resum

Es ben conegut els beneficis que s'obtenen d'utilitzar tecnologies com microones i bandes òptiques: comunicacions sense fils i fibra òptica, soldadura, tall amb làser i altres tipus d'aplicacions.

Aquestes tecnologies que s'utilitzen són intrínsecament molt diferents en els seus dispositius, però amb propietats molt similars en les seves ones electromagnètiques degut a la freqüència, per tant, a la longitud d'ona. Entre les dues bandes es troben una part de l'espectre poc conegut, la banda de Terahertz (THz) i on encara s'està estudiant.

Aquest treball que he realitzat amb títol "Experimentos con ondas de Terahercios" s'ha basat en fer unes simulacions d'un tipus d'antenes específiques a freqüències de Terahertz amb un simulador en el qual havia treballat anteriorment i, per tant, tenia un cert coneixement d'aquest simulador.

S'ha comparat els resultats amb uns altres que havien realitzat uns investigadors anteriorment i així, comprovar que els resultats eren coherents. A més a més, s'explica el procediment emprat i com s'utilitza aquest simulador.

Resumen

Es bien conocido los beneficios que se obtienen de utilizar tecnologías como microondas y bandas ópticas: comunicaciones inalámbricas y fibra óptica, soldadura, corte con láser y otros tipos de aplicaciones.

Estas tecnologías que se utilizan son intrínsecamente muy distintas en sus dispositivos, pero tienen propiedades muy similares en sus ondas electromagnéticas debido a la frecuencia, por lo tanto, a la longitud de onda. Entre las dos bandas se encuentra una parte del espectro poco conocida, la banda de Terahercio (THz) y donde aún se está estudiando.

Este trabajo que he realizado con título “Experimentos con ondas de Terahercios” se ha basado en hacer unas simulaciones de un tipo de antenas específicas a frecuencias de Terahercios con un simulador en el cual había trabajado anteriormente y, por lo tanto, tenía cierto conocimiento de este simulador.

Se ha comparado los resultados con otros que habían realizado otros investigadores anteriormente y de ese modo, comprobar que los resultados eran coherentes. Además, se explica el procedimiento seguido y como se utiliza este simulador.

Agradecimientos

Después de cuatro meses de haber iniciado este trabajo y darlo por concluido, escribo este apartado de agradecimientos para finalizar este trabajo de fin de grado. Han sido unos meses de aprendizaje autónomo, no solo en la parte científica, sino también en lo personal para ir pudiendo adquirir conocimientos que me van a ayudar de ahora en adelante para ser constante en el día a día.

Primero de todo, me gustaría dar las gracias a mis compañeros de universidad que me han ayudado en los momentos más duros de la carrera y han hecho que el camino fuera más fácil de superar.

También quería dar las gracias a mi tutora María Concepción que desde el primer momento me ha ayudado y se ha mostrado abierta en cualquier duda que he tenido durante el trabajo. Además, ha sido mi tutora de seguimiento en las prácticas curriculares que he realizado.

Finalmente, mi familia. No sólo habéis estado ahí con vuestros consejos y me habéis apoyado en cada momento, sino también por el gran esfuerzo económico que habéis hecho y nunca habéis retraído nada.

¡Muchas gracias a todos!

Miquel Roigé Llop

Barcelona, 20 de enero de 2020

Historial de revisiones y registro aprobado

Revisión	Fecha	Propósito
0	4/09/2019	Primeros contactos
1	2/10/2019	Reuniones
2	14/10/2019	Corrección de las simulaciones
2.1	19/12/2019	Corrección y revisión de las nuevas simulaciones
3	16/01/2019	Revisión del documento

LISTA DE DISTRIBUCIÓN DE DOCUMENTOS

Nombre	Correo electrónico
Miquel Roigé Llop	miquelroige160896@gmail.com
María Concepción Santos Blanco	msantos@tsc.upc.edu

Escrito por:		Revisado y aprobado por:	
Fecha	26/1/2020	Fecha	26/1/2020
Nombre	Miquel Roigé Llop	Nombre	María Concepción Santos
Posición	Autor del proyecto	Posición	Supervisor del proyecto

Tabla de contenido

Abstract	1
Resum	2
Resumen	3
Agradecimientos	4
Historial de revisiones y registro aprobado	5
Lista de figuras	8
Lista de tablas	12
1. Introducción	13
2. Estado del arte de la tecnología utilizada o aplicada en esta tesis:	16
2.1. Los Terahercios	16
2.2. Antenas fotoconductoras	18
2.3. CST STUDIO SUITE 2019	20
2.3.1. Crear un proyecto	21
2.3.2. Herramientas básicas del CST Studio Suite	22
3. Metodología	25
3.1. Materiales y estructura	25
3.1.1. Sustrato de Arsenurio de Galio (GaAs)	25
3.1.2. Conductor perfecto (PEC)	25
3.2. Diseño de las antenas con el simulador CST Studio 2019	25
3.2.1. Estructura de las antenas	25
3.2.2. Puerto discreto	37
4. Resultados	39
4.1. Simulaciones con el CST Studio 2019	39
4.2. Propiedades generales de la simulación	40
4.3. Simulaciones de las antenas con el simulador CST	41
4.3.1. Parámetros S	41

4.3.2.	Impedancia de las antenas.....	44
4.3.3.	Energía.....	47
4.3.4.	Farfields de las antenas	49
4.3.5.	Directividad de las antenas.....	54
4.3.6.	Eficiencia de radiación.....	56
4.4.	Representaciones con el código MATLAB.....	57
4.4.1.	Representación de los campos de la antena dipolo.....	58
4.4.2.	Representación de los campos de la antena Bow-Tie	58
4.4.3.	Representación de los campos de la antena espiral.....	59
4.4.4.	Representación de los campos de la antena Sierpinski.....	59
5.	Presupuesto	61
5.1.	Mano de obra	61
5.2.	Material	61
5.3.	Licencias de Software	62
5.4.	Presupuesto total.....	62
6.	Conclusiones y desarrollo futuro.....	63
7.	Bibliografía	64

Lista de figuras

Figura 1.1. Diagrama de Gantt del proyecto.	15
Figura 2.1. Rango de frecuencias de Terahercios	16
Figura 2.2. Dibujo de una antena fotoconductora.	18
Figura 2.3. Pulso de Terahercio generados con por una antena dipolo en el CST.....	19
Figura 2.4. Antenas diseñadas: a) Dipolo, b) Bow-Tie, c) Espiral y d) Sierpinski.	19
Figura 2.5. El software CST Studio Suite 2019 ha sido el utilizado para el proyecto.....	20
Figura 2.6. Ventana para crear un nuevo proyecto.	21
Figura 2.7. Selección del proyecto a realizar.	21
Figura 2.8. Ventana principal del CST.	22
Figura 2.9. Pestañas principales para la realización del diseño.	23
Figura 2.10. Opciones distintas del CST.....	23
Figura 2.11. Formas para diseñar los componentes.	23
Figura 2.12. Herramientas principales para diseñar.....	24
Figura 2.13. Operaciones generales.	24
Figura 3.1. Unidades de trabajo.....	26
Figura 3.2. Parámetros antena dipolo.....	26
Figura 3.3. Características del sustrato GaAs.....	27
Figura 3.4. Estructura física de la antena dipolo con el CST.....	27
Figura 3.5. Rectángulo vacío para eliminar la parte de PEC que no se requiere y sus características.	28
Figura 3.6. Herramienta de transformación para copiar estructuras.....	29
Figura 3.7. Estructura final de la antena dipolo con sus dimensiones.	29
Figura 3.8. Estructura antena Bow-Tie con sus dimensiones físicas.	30
Figura 3.9. Parámetros físicos de la antena Bow-Tie.....	30
Figura 3.10. Brick rectangular y sus dimensiones.	31
Figura 3.11. Bricks para eliminar el rectángulo anterior y sus dimensiones.	31

Figura 3.12. Creación de un triángulo con la herramienta Extrude.....	32
Figura 3.13. Representación del triángulo con el rectángulo utilizando la herramienta Add.	32
Figura 3.14. Representación de la estructura Bow-Tie con la herramienta de transformación se ha duplicado la estructura anterior.....	32
Figura 3.15. Macro para realizar la espiral.....	33
Figura 3.16. Macro con los parámetros físicos utilizados para la antena espiral.	34
Figura 3.17. Estructura de la antena espiral diseñada con el CST.....	34
Figura 3.18. Rectángulo de PEC creado con sus características.....	35
Figura 3.19. Estructura vacía creada.	35
Figura 3.20. Brick vacío para realizar la antena Sierpinski.....	36
Figura 3.21. Barras de bias para alimentar con la estructura Sierpinski toda la antena y sus respectivas	36
Figura 3.22. Estructura creada con la macro y la estructura final de la antena Sierpinski respectivamente.	37
Figura 4.1. Configuración de la frecuencia de simulación.	39
Figura 4.2. Propiedades para cambiar el entorno de simulación.....	39
Figura 4.3. Condiciones de los límites de simulación para optimizar la simulación.	40
Figura 4.4. Propiedades generales para optimizar el tiempo de simulación del diseño...	41
Figura 4.5. Parámetros S de la antena dipolo a distintos valores de aire.....	42
Figura 4.6. Parámetros S de la antena Bow-Tie a distintos valores de aire.	42
Figura 4.7. Parámetro S de la antena espiral.....	43
Figura 4.8. Parámetros S de la antena Sierpinski a distintos valores de aire.	43
Figura 4.9. Parte real e imaginaria de la impedancia de la antena dipolo simuladas.	44
Figura 4.10. Parte real e imaginaria de la antena espiral simuladas.	45
Figura 4.11. Parte real e imaginaria de la antena Sierpinski simuladas.	46
Figura 4-12. Impedancias de las antenas dipolo, bow-tie y espiral comparado(Figura ANEXO 4).....	46
Figura 4.13. Energía de la antena dipolo simulada a distintos valores de aire.	47

Figura 4.14. Energía antenna dipolo comparada(Figura ANEXO 4).....	47
Figura 4.15. Energía de la antenna Bow-Tie simulada a distintos valores de aire.....	47
Figura 4.16.Energía antenna Bow-Tie comparada(Figura ANEXO 4).	48
Figura 4.17.Energía antenna espiral simulada.....	48
Figura 4.18. Energía antenna espiral comparada(Figura ANEXO 4).....	48
Figura 4.19. Energía antenna Sierpinski simulada con valores distintos de aire.	49
Figura 4.20.Directividad de la antenna dipolo a frecuencia de 2THz, a) ángulo Theta vs dBi y b)2D.....	49
Figura 4.22. Representación de la directividad de la antenna bow-tie a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi,b) 3D, c) 2D.	51
Figura 4.23. Representación de la directividad de la antenna bow-tie a la frecuencia de 2 THz: a) Theta vs dBi, b)2D y c) 3D.	51
Figura 4.24.Representación directividad antenna espiral a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi, b)2D y c)3D.....	52
Figura 4.25. Representación de la directividad de la antenna espiral a la frecuencia de 2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.	53
Figura 4.26.Representación de la directividad de la antenna Sierpinski a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.	53
Figura 4.332. Eficiencia de radiación de la antenna dipolo.	56
Figura 4-37. Eficiencia de radiación de la antenna bow-tie.	56
Figura 4.38. Eficiencia de radiación de la antenna espiral.	56
Figura 4.39.Eficiencia de radiación de la antenna Sierpinski.	57
Figura 4.40.Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antenna dipolo con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X-polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.	58
Figura 4.41. Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antenna bow-tie con el simulador CST representados en MATLAB, a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz.	58

Figura 4.42. .Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena espiral con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X-polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.59

Figura 4.43.Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena Sierpinski con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, , c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X-polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.60

Lista de tablas

Tabla 1. Mano de obra del proyecto con sus respectivos costes.	61
Tabla 2. Material del proyecto con sus respectivos costes.	61
Tabla 3. Licencias del Software del proyecto con sus respectivos costes.	62
Tabla 4. Presupuesto final del proyecto desglosado.	62

1. Introducción

El proyecto se ha realizado en el departamento de Teoría de la Señal de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Telecomunicación de Barcelona en la Universitat Politècnica de Catalunya.

El objetivo principal de este proyecto ha sido la realización del diseño y simulación de antenas que trabajan a frecuencias de Terahercios y comparar si los resultados adquiridos son parejos a los resultados obtenidos por unos investigadores que realizaron simulaciones con el mismo tipo de antenas que se ha trabajado. Además, se han querido comprobar que si cambiando los parámetros físicos de estas antenas, es decir, modificar las distintas dimensiones de las antenas los resultados seguían siendo los mismos o parecidos.

Todo este proyecto se realizado partiendo de unos documentos en el que estaban estudiadas este tipo de antenas y que mi supervisora, María Concepción Santos Blanco, me entregó para poder ver el tipo de simulaciones que se habían realizado en otras simulaciones.

El diseño y simulación se han hecho con un software en el cuál yo había trabajado anteriormente en el diseño de una antena dual que trabajaba en L-Band y Ka-Band en la asignatura de Proyecto Avanzado de Ingeniería, por esa razón, me interesé en ese proyecto. El software se llama CST(Computer Simulation Technology) Studio Suite 2019 y es una de las mejores herramientas para trabajar simulaciones electroestáticas, campos ópticos y radiaciones emitidas por distintos tipos de antenas y componentes.

Lo primero que se hizo es leer los distintos documentos en el que se explicaba un poco las antenas a frecuencia de Terahercios así como sus puertos de alimentación (fotodetectores) y el motivo por el cual se utilizan.

A continuación, se hizo un estudio breve de las antenas diseñadas y las simulaciones que salieron. Se quería ver si diseñando las mismas antenas y modificando distintos parámetros salían los mismos resultados. Se empezó haciendo el diseño físico de las distintas antenas con el sustrato semiconductor más utilizado en altas frecuencias, el Arseniuro de Galio.

Finalmente, se simularon todas esas antenas por separado y se modificaron distintos parámetros de las antenas para ver si había variación en los parámetros S, la frecuencia de corte, directividad de la antena y otros parámetros importantes de las antenas. Después

de estas simulaciones lo que se hizo es con un código MATLAB cargar los distintos archivos de las simulaciones realizadas con el simulador CST.

Al realizarse toda la práctica se analizaron los resultados y se extrajeron unas conclusiones donde se explican en el final de esta memoria.

Aquí se presenta las distintas partes realizadas del proyecto y el tiempo de duración de cada parte del proyecto:

Proyecto: Memoria TFG	WP ref: WP-1	
Consistuyente mayor: Documentación y redacción	Hoja 1 of 3	
Descripción breve: Describe todo el proyecto que se ha realizado y la parte de su investigación con unas conclusiones.	Fecha de inicio: 11/11/19 Fecha de fin: 24/01/20	
Tarea T1: Planteamiento del documento y su estructura. Tarea T2: Redacción de todas las simulaciones Tarea T3: Redacción de toda la memoria.	Entregas: Plan Trabajo Memoria final	Fecha 18-Nov 2019 24-Ene 2020

Proyecto: Investigación	WP ref: WP-2	
Consistuyente mayor: Documentación	Hoja 2 of 3	
Descripción breve: Leer los distintos documentos para poder saber de qué trata la investigación	Fecha de inicio: 09/09/19 Fecha de fin: 28/09/19	
Tarea T1: Leer los distintos papers que se se entregaron Tarea T2: Apuntes de los distintos documentos.	Entregables:	Fechas:

Proyecto: Software	WP ref: WP-3	
Constituyente mayor: Software	Hoja 3 of 3	
Descripción breve: Diseño y simulación de las antenas con el software CST Studio.	Fecha de inicio: 07/10/19 Fecha de fin: 15/01/20	
Tarea T1: Diseño antenas. Tarea T2: Simulación antenas.	Entregas:	Fecha:

GANTT

Por otro lado se ha hecho un diagrama de Gantt , es una herramienta que muestra de manera visual el tiempo dedicado al proyecto.

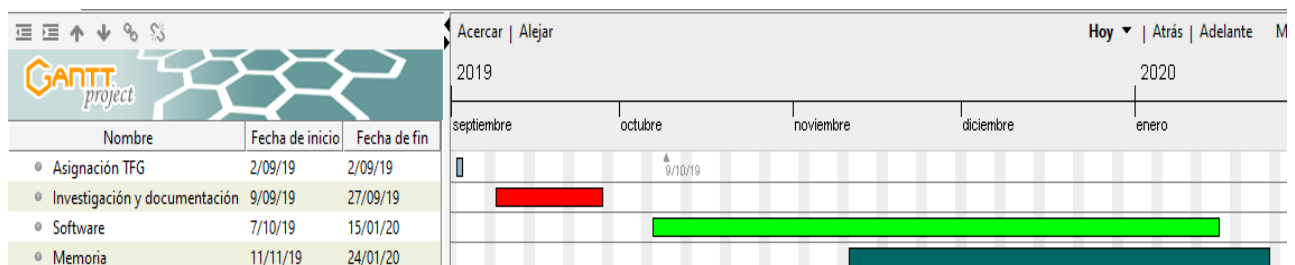


Figura 1.1. Diagrama de Gantt del proyecto.

A continuación, se presenta una teoría resumida sobre el trabajo y a partir de ahí se explica más detallado el proyecto.

2. Estado del arte de la tecnología utilizada o aplicada en esta tesis:

2.1. Los Terahercios

Los Terahercios es un rango de frecuencia muy alto que comprende el rango de frecuencias entre 300 GHz(banda de microondas) y los 3000 GHZ (luz infrarroja). Gran parte del espectro electromagnético se está utilizando para mejorar las tecnologías que tenemos de uso cotidiano, pero se tiene que decir que la banda de Terahercios es una banda que aún se está investigando y no se ha utilizado mucho para estas tecnologías que estamos utilizando.

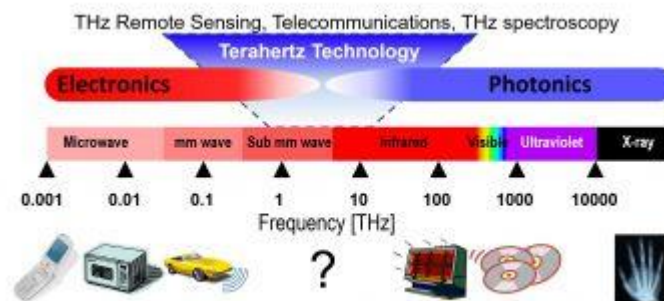


Figura 2.1. Rango de frecuencias de Terahercios .

Los Terahercios están limitados en el ámbito de las comunicaciones puesto que la atmosfera de la tierra es un gran absorbente de la radiación en este rango de frecuencia a causa de que algunas moléculas que se encuentran en el ambiente tienen resonancia a estas frecuencias y dificultan la comunicación.[1]

Cada vez, es mayor la demanda que hay por todos los usuarios los datos inalámbricos que se utilizan en los teléfonos móviles o equipos inalámbricos y, por lo tanto, es mayor la cantidad de recursos que se tienen que utilizar en el rango de frecuencias. Un ejemplo de esto es la evolución del IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) en la familia de tecnologías 802.11 el mayormente nombrado Wi-Fi. Se empezó con canales de 22 MHz en 1997 y 20 años más tarde el ancho de banda ha evolucionado a 2.16 GHz.[2]

Los sistemas Wi-Fi de hoy en día tienen una velocidad máxima de hasta 400 Mb/s, en 2016 se demostró que con una frecuencia cercana a la región de Terahercios, aproximadamente a 300 GHz, era posible enviar datos a unas velocidades de 20Gbits/s.[3]

Hay aplicaciones de Terahercios muy interesantes en comunicaciones:

- Duchas de información: si se diseñan células a frecuencia de Terahercios se puede obtener velocidades muy altas (hasta Tbps) de una forma muy eficiente y así obtener una ducha de datos para obtener información de forma instantánea. Este concepto de desplegar estas células en el uso diario permitiría a los usuarios recibir datos de manera masiva. Además, se usarían para entregar actualizaciones de software sin ningún problema, obtener videos de alta calidad, etc.
- Acceso móvil: el uso de los Terahercios para las comunicaciones más usuales está bastante limitado debido a las grandes pérdidas de propagación en el medio por el cual se transmite. Si se llegara a transmitir las comunicaciones a frecuencias de 300 GHz (frecuencias de THz bajas) aún sería posible crear enlaces inalámbricos que mantendrían la capacidad en gigabits por segundo. Por supuesto, esto aún se está investigando pero es una de las grandes aplicaciones con más deseo en las comunicaciones.
- Comunicaciones sensibles a la seguridad: la radiación de Terahercios puede penetrar muchos tipos de tejidos y plásticos, esto se puede utilizar para la vigilancia de seguridad y poder ver si, por ejemplo, las personas que ocultan armas puedan ser detectadas y evitar males.
- Enlaces inalámbricos equivalentes a la fibra: para las próximas generaciones (5G y 6G) se quiere utilizar pequeñas celdas de altas velocidades que operarán al espectro de microondas. Teniendo en cuenta esto, el ancho de banda de los THz puede ser un recurso a tener muy en cuenta, porque, aunque las pérdidas de propagación sean muy grandes puede ser compensado con la alta directividad de las antenas. Por lo tanto, las altas velocidades que se pueden conseguir con estas pequeñas celdas pueden ser considerado para enlaces inalámbricos.¹

¹ .Todas estas aplicaciones provienen del documento [2] de la bibliografía.

2.2. Antenas fotoconductoras

Para obtener radiación con Terahercios no hay muchas formas con detalle para poder producirlas, aunque se han encontrado formas para poder obtenerlas. Una de las maneras más efectivas es con antenas fotoconductoras.

Una antena fotoconductora está formada básicamente por 3 partes:

1. Tensión de polarización.
2. Electrodo o antena.
3. Sustrato fotoconductor (normalmente se puede considerar GaAs).

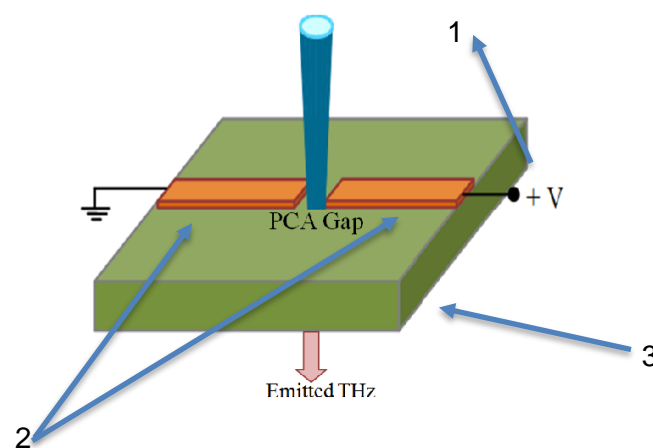


Figura 2.2. Dibujo de una antena fotoconductora.

Si se observa la *Figura 2.2*, el rayo de luz azul (láser) que entra por el espacio que hay entre los electrodos o antena es la manera con la que se genera las ondas de Terahercios al pasar por el sustrato fotoconductor.

Cuando el rayo de luz que proviene del láser llega sobre la antena fotoconductora los electrones se generan y se mueven por el sustrato conductor. En seguida, debido al voltaje polarizado se genera una corriente foto inducida por estos electrones que se mueven por el sustrato.[5] Estas corrientes que van variando generan ondas de Terahercios que son las que nos interesan. Los pulsos que se generan a la salida son pulsos de Terahercios y que tienen una duración finita, como se puede ver en la siguiente imagen:

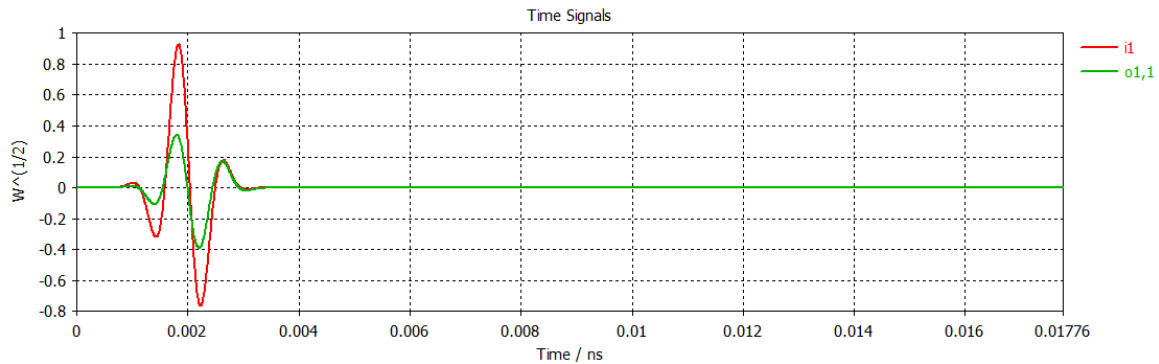


Figura 2.3. Pulso de Terahercio generados con por una antena dipolo en el CST.

Las ventajas que se tiene con antenas fotoconductoras son las siguientes:

- Funcionan a temperatura ambiente.
- Son de tamaño muy pequeño.
- Operan a frecuencias de THz muy altas a diferencia de otros dispositivos.
- No requiere fuentes láser de alta potencia.
- Pueden producir pulsos cortos con potencias altas.
- Son ajustables y económicas.

Las antenas de los documentos que se han estudiado y hecho las simulaciones son antenas fotoconductoras con unas geometrías particulares. Las antenas que habían diseñado en la investigación son: antena dipolo, antena bow-tie y antena espiral [4] y [5] (ver ANEXO 3 y 4). En este experimento se ha añadido la antena Sierpinski para ver sus resultados.

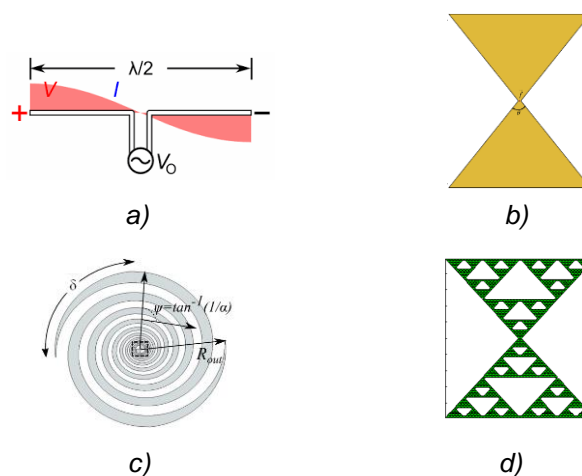


Figura 2.4. Antenas diseñadas: a) Dipolo, b) Bow-Tie, c) Espiral y d) Sierpinski.

Más adelante, se presenta la estructura y los parámetros que se han utilizado para diseñarlas (ver apartado 3.2).

Todos estos diseños se han hecho con el simulador CST Studio Suite 2019 que es con lo que se ha basado todo este proyecto.

En el siguiente apartado se habla del CST Studio Suite 2019 que es el software con el cual se ha realizado todo este experimento y se ha podido sacar todos los resultados de este trabajo.

2.3. CST STUDIO SUITE 2019

El CST Studio Suite 2019 es un software que sirve para diseñar, simular y optimizar componentes y sistemas electromagnéticos y la gran mayoría de empresas de ingeniería lo califican como uno de los mejores productos para realizar todo tipo de diseños.



Figura 2.5. El software CST Studio Suite 2019 ha sido el utilizado para el proyecto.

Este proyecto solo se ha centrado en la parte de antenas, con el simulador CST se pueden realizar muchos tipos de antenas: guías de onda, reflectores, resonadores, etc. Se han realizado antenas planas que se componen de: un sustrato fotoconductor, la antena y el puerto que simula el láser que emite luz.

En el siguiente apartado, se describe un poco como realizar un proyecto con el CST Studio Suite y las herramientas generales que se han utilizado para poder realizar una antena.

2.3.1. Crear un proyecto

Cuando se inicia el CST Studio Suite se abre una pestaña como la que hay a continuación:

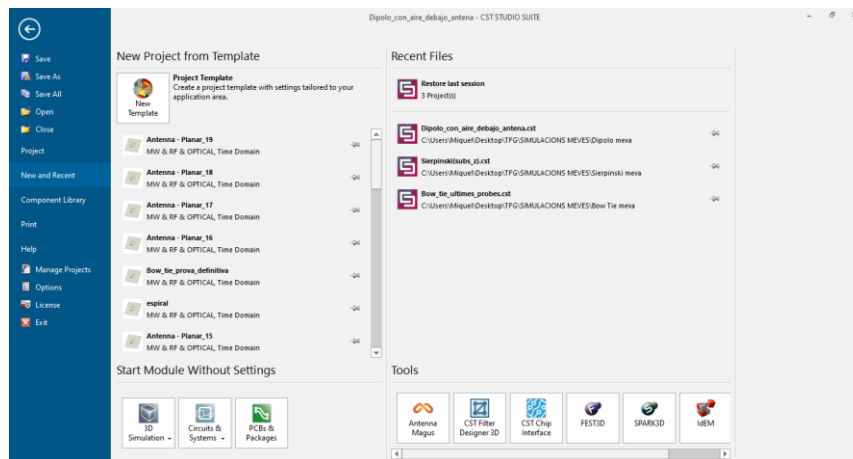


Figura 2.6. Ventana para crear un nuevo proyecto.

Para empezar un proyecto se tiene que dar clic en el icono de New Template



Seguidamente, se abre una ventana nueva en la que tienes que seleccionar el área que se quiere trabajar. Para el diseño de antenas se selecciona el área de “MW & RF & Optical” y, a continuación, se selecciona la opción de “Antennas”.

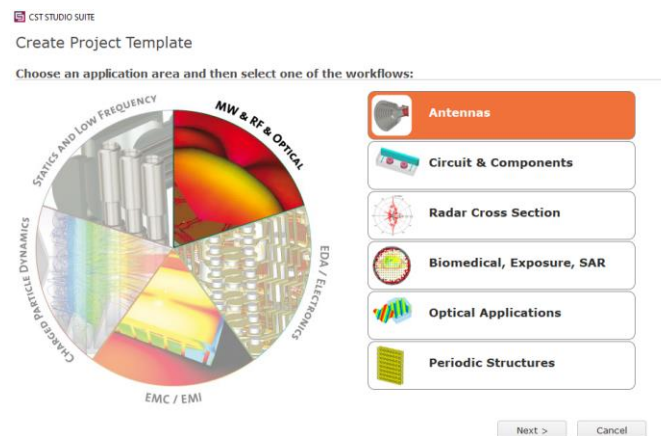


Figura 2.7. Selección del proyecto a realizar.

En este caso se han diseñado antenas planas se selecciona la opción de “Planar”.

Uno de los últimos pasos es seleccionar si se quiere realizar las simulaciones en:

Time domain → para banda ancha o antenas multibanda.

Frequency domain → se selecciona para antenas resonantes.

Multilayer → se selecciona para asumir dieléctricos infinitos o planos de tierra infinitos.

En el caso de este proyecto se ha seleccionado “Time domain”.

Además, nos hará predeterminar las unidades con las que se quiere trabajar, como por ejemplo, las dimensiones de los parámetros a definir, la frecuencia que trabaja la antena que se diseña, el tiempo transcurrido en la simulación, etc.

Finalmente, la última ventana pide que se ponga la mínima y la máxima frecuencia que se representa en las simulaciones y los monitores que se quiere representar. Es suficiente con el monitor de “Farfield” que es el que hace la representación de los campos, ya sea en 1-D, 2-D o 3-D.

2.3.2. Herramientas básicas del CST Studio Suite

En este apartado, se explica las herramientas principales que se han utilizado para la creación de cada antena.

Al haber creado el proyecto ya se puede empezar a crear la antena que se quiera realizar. En la siguiente figura, se puede apreciar la ventana donde se trabaja cada proyecto que se quiera trabajar:

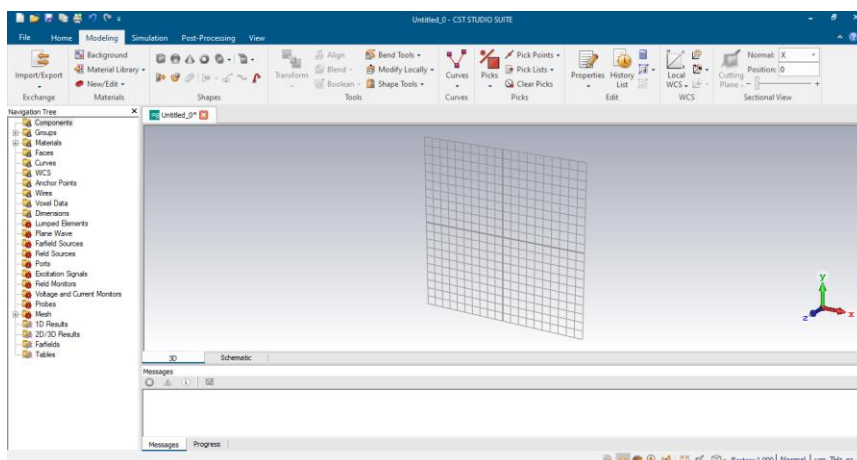


Figura 2.8. Ventana principal del CST.

Las distintas pestañas que aparecen son:

- File → Pone las opciones típicas de cada programa (crear proyecto, abrir, guardar, guardar como, imprimir, etc).
- Home → Opciones generales del programa.
- Modeling → Las herramientas básicas del CST Studio.
- Simulation → Opciones de las simulaciones.
- Post-Processing → Opciones para representar el diagrama de ojo, cálculos de los parámetros-S, importar/exportar distintos archivos.
- View → Opciones de zoom generales.

Solo se va a centrar en las pestañas de “Modeling”, “Simulation” y “Post-Processing” ya que son las más importantes y la que contienen las cosas más innovadoras.

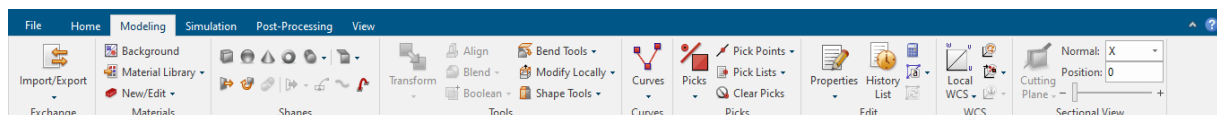
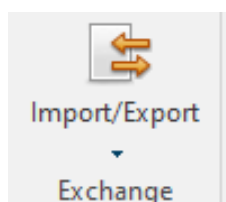


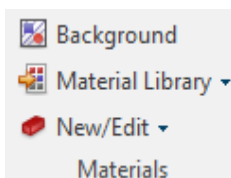
Figura 2.9. Pestañas principales para la realización del diseño.

2.3.2.1. Modeling

La pestaña de “Modeling” contiene las herramientas básicas para hacer el diseño.



Es la opción que se encuentra en cada ventana la de importar y exportar archivos, ya sea una antena como cualquier componente diseñado.



Background → Se da la la opción de poder escoger las condiciones de entorno. Como por ejemplo considerar si el sustrato es un plano infinito para no tener pérdidas en la simulación.

Figura 2.10. Opciones distintas del CST.

Material Library → Como bien dice es la librería de materiales. Permite escoger de una lista predeterminada el material que queremos utilizar.

New/Edit → Si no se ha encontrado el material predeterminado con esta opción se puede crear con las características intrínsecas del material que se requiere a utilizar.

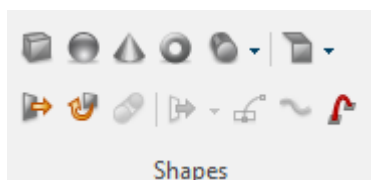


Figura 2.11. Formas para diseñar los componentes.

En el apartado de Shapes se encuentran las distintas formas para poder diseñar distintos componentes ya sea una antena, coaxiales, etc. Se puede crear mediante formas básicas esferas, triángulos, cilindros, rectángulos, etc.

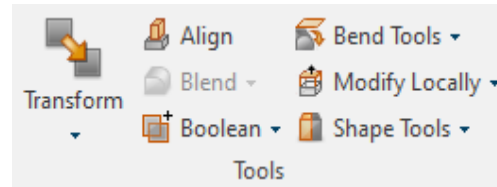


Figura 2.12. Herramientas principales para diseñar.

Seguidamente se encuentran las herramientas que se utilizan para hacer modificaciones en distintos componentes.

Transform → sirve para coger el componente y hacer rotaciones sobre él o ponerlo en alguna coordenada en concreto. Además, sirve para hacer una copia del componente modificado.

Align → sirve para alinear componentes entre si, es decir, si se quiere que dos objetos tengan la coordenada central en el mismo punto.

Boolean → Es la herramienta que permite hacer acciones entre dos o más componentes. Hay unas cuantas que son las más útiles para usar:

Boolean Operations

Add	+	→	Sirve para añadir un componente sobre otro.
Subtract	-	→	Para quitar la parte de un componente sobre otro.
Intersect	*	→	Interseca dos componentes y queda la intersección.
Insert	/	→	Inserta un componente sobre otro y forma parte de ese componente.

Figura 2.13. Operaciones generales.

3. Metodología

La metodología que se ha utilizado para poder llevar a cabo la tesis ha sido una metodología basada en la de ensayo y error básicamente. Después de haber leído la documentación se ha procedido al diseño de las antenas con el simulador CST y se han ido modificando los valores iniciales de las antenas de la documentación para poder llevar a cabo el objetivo principal del proyecto. Después de haber realizado las antenas se ha procedido a la simulación de los resultados que se han obtenido y a la comparación de los resultados de la investigación.

3.1. Materiales y estructura

Se hace énfasis a los materiales de simulación que se han utilizado para la realización de los experimentos.

3.1.1. Sustrato de Arsenurio de Galio (GaAs)

Es un sustrato semiconductor que se utiliza para tecnologías con altas frecuencias ya que sus electrones se aceleran a mayor velocidad y se alcanza una mayor frecuencia de trabajo.

3.1.2. Conductor perfecto (PEC)

Un conductor perfecto (PEC) es un material que da una conductividad eléctrica infinita con una resistividad de cero. Es un material que no existe físicamente, pero se utiliza como modelo ideal para diseñar y simular cuando la resistividad eléctrica es muy pequeña y se puede considerar nula. Se utiliza en el diseño de antenas receptoras que están hechas con un material conductor cercano a un conductor perfecto.

3.2. Diseño de las antenas con el simulador CST Studio 2019

En este apartado se detalla cómo se han diseñado las antenas paso a paso para dar una idea de cómo hacer cualquier tipo de antena con el simulador CST. Aquí se especifica para los 4 tipos de antenas todos los pasos dados para construirlas.

Como se ha comentado previamente se han realizado cuatro tipos de antenas: dipolo, bow-tie, espiral y Sierpinski.

3.2.1. Estructura de las antenas

3.2.1.1. Estructura antena dipolo

El diseño de la antena dipolo es la más sencilla de realizar ya que su estructura se puede realizar con formas básicas.

Primero que todo estas antenas como bien han sido definidas en las páginas anteriores trabajan a frecuencias de TeraHercios y son muy pequeñas.

Las unidades que caracterizan este tipo de antenas son las siguientes:

Create Project Template

MW & RF & OPTICAL | Antennas | Waveguide (Horn, Cone, etc.) | Solvers | Units | Settings | Summary

Please select the units:

Dimensions:

Frequency:

Time:

Temperature:

Voltage:

Current:

Resistance:

Conductance:

Inductance:

Capacitance:

< Back Next > Cancel

Figura 3.1. Unidades de trabajo.

Definidas las unidades se empieza por la creación de la estructura de la antena.

El primer paso siempre es definir los parámetros que van a caracterizar la antena (sustrato y sus medidas). En este proyecto primero se diseñó la estructura con los parámetros que los investigadores habían definido en su investigación. A partir de ahí se dieron distintos cambios en los parámetros para poder comprobar si había alguna modificación respecto a los resultados obtenidos.

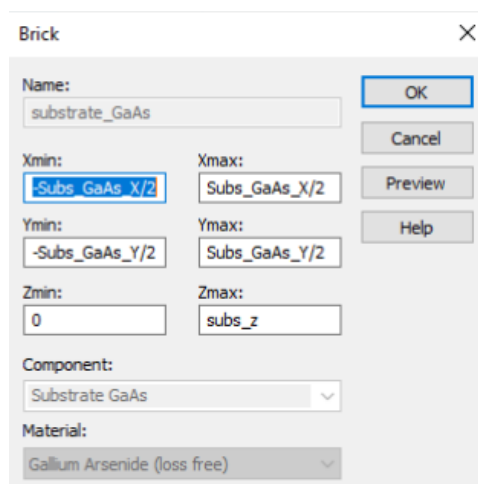
Para hacer la antena dipolo, después de muchas pruebas, se usaron los parámetros siguientes:

Parameter List					14 Parameters X
	Name	Expression	Value	Description	Type
-[w]	Air_X_plane	= 3000	3000	Dimension X Aire	Undefined
-[w]	Air_Y_plane	= 3000	3000	Dimension Y Aire	Undefined
-[w]	thick_air	= 500	500	Grosor capa aire	Undefined
-[w]	Subs_GaAs_X	= 3000	3000	DimensionX Subs GaAs	Undefined
-[w]	Subs_GaAs_Y	= 3000	3000	Dimension Y Subs(GaAs)	Undefined
-[w]	subs_z	= 0.1	0.1	Grosor GaAs	Undefined
-[w]	Wa	= 2000	2000		Undefined
-[w]	antenna_plane	= 3000	3000		Undefined
-[w]	Wb	= 10	10		Undefined
-[w]	Wy	= 10	10		Undefined
-[w]	Wx	= 10	10		Undefined
-[w]	Ld	= 30	30		Undefined
-[w]	Wpad	= 500	500		Undefined
-[w]	La	= 2000	2000		Undefined

Figura 3.2. Parámetros antena dipolo.

Después de tener los parámetros bien definidos se empieza con la creación de la estructura de la antena. Se empieza definiendo el sustrato, en este caso el sustrato utilizado ha sido el GaAs como se ha definido en el apartado 3.1.

Para definirlo con el CST Studio, se va en la pestaña *Modeling* -> *Shapes* y se escoge el Brick que se utiliza para hacer formas cuadradas o rectangulares (ha sido la más utilizada para hacer los diseños). Seguidamente, se abre una ventana donde tienes que poner los datos de tus parámetros para definir tu estructura.



En la figura 3.3 se puede ver el Brick que se ha definido para hacer el sustrato, donde hay todas las dimensiones bien definidas. La altura, la anchura y el grosor del sustrato.

Figura 3.3. Características del sustrato GaAs.

A continuación, viene el diseño de la antena que es un poco más complejo que un simple Brick, ya que es como un puzle.

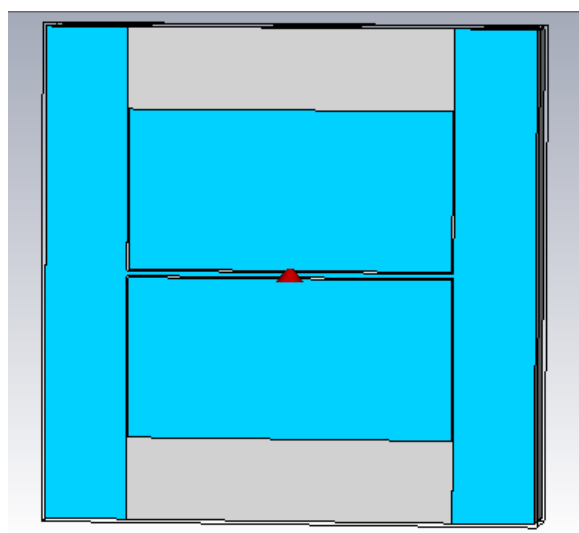


Figura 3.4. Estructura física de la antena dipolo con el CST.

En la figura 3.4 se observa la visión desde arriba de como queda la antena dipolo. La parte azul es el sustrato y la parte gris es la antena dipolo.

Para hacer esta peculiar antena dipolo se ha hecho mediante *bricks* y sus respectivos *booleanos*, los pasos que se han seguido son:

- 1) Crear un Brick grande de PEC con las medidas de la antena.
- 2) Crear un Brick vacío para quitar la parte que no se quería de PEC.
- 3) Copiar el Brick vacío simétricamente en el otro plano.

Después de crear el brick de PEC ya está casi definida la antena, aunque falta que los bricks(el vacío y el de PEC) no actúen independiente, sino que actúen como un conjunto. Para eso se utilizan las herramientas de *boolean*. En este caso se utiliza el boolean *Add* que lo que hace es añadir a la estructura un elemento sobre otro. De esta manera los dos bricks quedan en uno y queda la parte de la antena PEC pues lo otro es vacío. Otra herramienta que se ha utilizado es la herramienta *Transform* que permite copiar un mismo elemento y ponerlo donde lo consideres necesario, en este caso el brick vacío se ha copiado simétricamente para poder hacer la antena dipolo.

Aquí se muestran las imágenes de las dimensiones de los bricks y la herramienta de transformación:

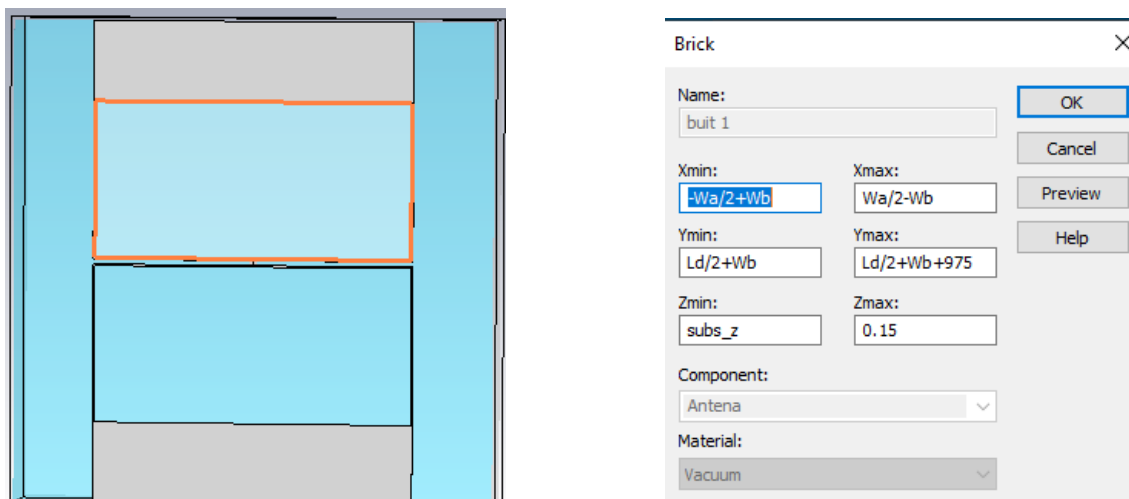


Figura 3.5. Rectángulo vacío para eliminar la parte de PEC que no se requiere y sus características.

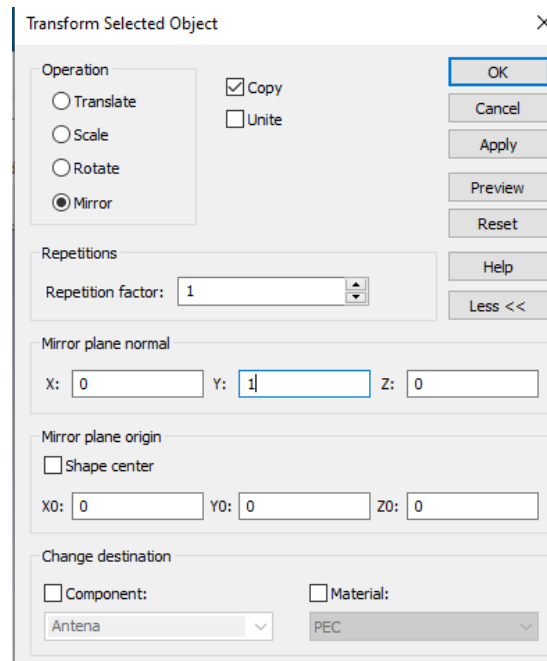


Figura 3.6. Herramienta de transformación para copiar estructuras.

Finalmente se ha puesto una capa de aire para poder hacer la simulación a escala real, puesto que las antenas irradian en situaciones reales. Para realizar la capa de aire se ha utilizado otro briq, como el que se ha utilizado para hacer el sustrato de GaAs.

Así pues, la estructura del Dipolo ha quedado como se observa en el siguiente dibujo.

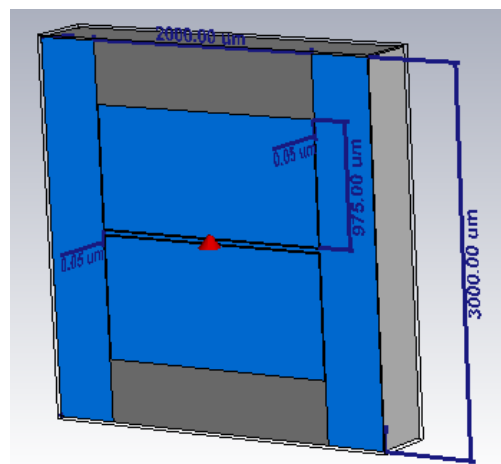


Figura 3.7. Estructura final de la antena dipolo con sus dimensiones.

En el apartado 3.2.2. se explica el punto rojo que hay en el centro de la imagen, que es el puerto discreto que se utiliza para poder alimentar la antena y realizar la simulación.

3.2.1.2. Estructura antena Bow-Tie

La antena Bow-Tie tiene una estructura como bien dice su nombre “corbata de lazo”. En el anterior subapartado se ha explicado el diseño del sustrato y de la capa de aire y es el mismo para todas las antenas aquí se explica como se realiza la parte de la antena Bow-Tie.

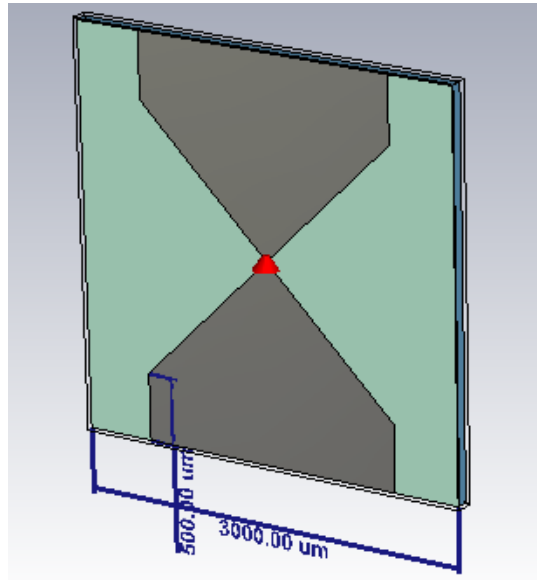


Figura 3.8. Estructura antena Bow-Tie con sus dimensiones físicas.

Parameter List					
Name	Expression	Value	Description	Type	
Air_X_plane	= 3000	3000	Plano X aire	Undefined	▼
Air_Y_plane	= 3000	3000	Plano Y aire	Undefined	▼
thick_air	= 100	100	grosor capa aire	Undefined	▼
Subs_GaAs_X	= 3000	3000	Plano GaAs X	Undefined	▼
Subs_GaAs_Y	= 3000	3000	Plano GaAs Y	Undefined	▼
subs_z	= 0.1	0.1	grosor GaAs	Undefined	▼
Wa	= 2000	2000	ancho de marca de alineac...	Undefined	▼
antenna_plane	= 3000	3000	Plano de antena X	Undefined	▼
Wb	= 10	10		Undefined	▼
Wy	= 10	10	Dimensión Y gap	Undefined	▼
Wx	= 10	10	Dimensión X gap	Undefined	▼
Ld	= 30	30		Undefined	▼
Wpad	= 500	500		Undefined	▼
La	= 2000	2000	Plano antena Y	Undefined	▼

Figura 3.9. Parámetros físicos de la antena Bow-Tie.

Para diseñar la antena se han definido dos estructuras que después con la herramienta *Add* y la herramienta *Transform* se han unificado para ser toda una única antena. Los pasos que se han seguido para hacer el diseño completo han sido los siguientes:

- 1) Crear un brick PEC en forma de rectángulo con los parámetros descritos.

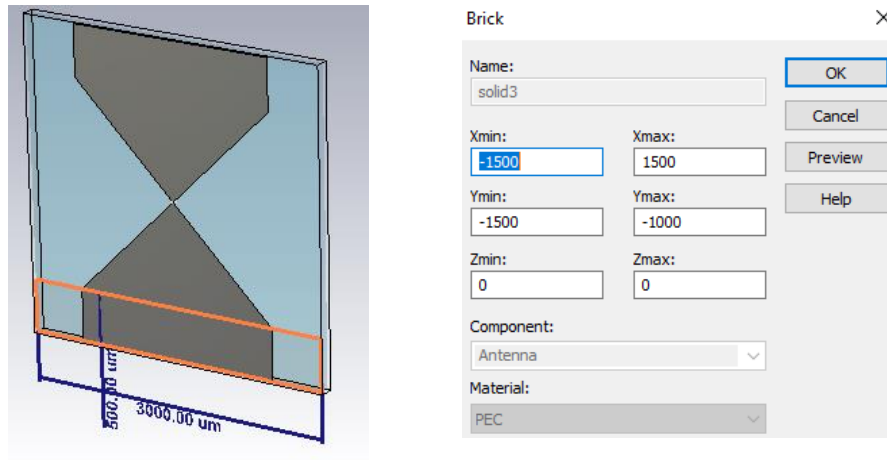


Figura 3.10. Brick rectangular y sus dimensiones.

- 2) Crear otro brik vacío para quitar las partes del brik PEC innecesarias.

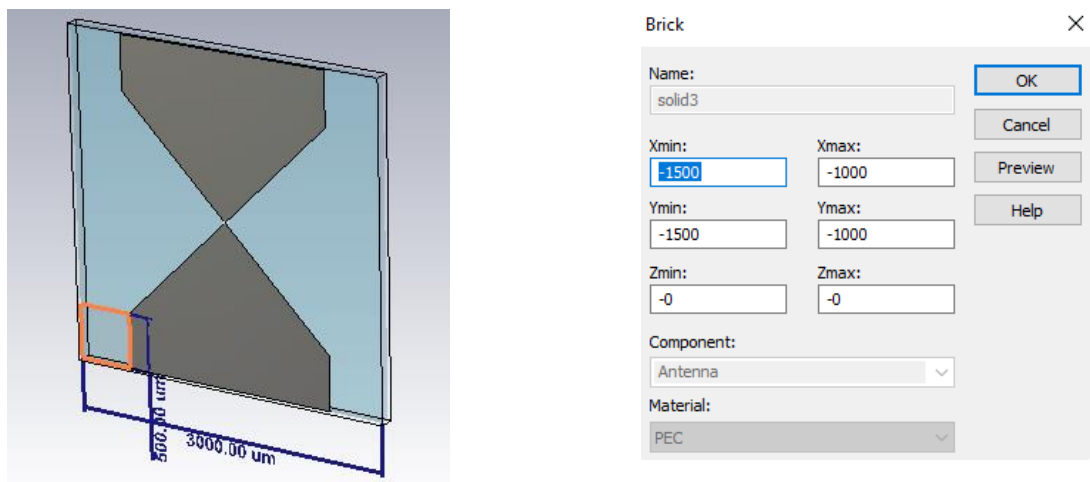


Figura 3.11. Bricks para eliminar el rectángulo anterior y sus dimensiones.

- 3) Utilizar la herramienta de transformación para copiar el brik vacío en el otro lado y añadirlo a la estructura.

4) Crear un triángulo PEC con la herramienta *Extrude*.

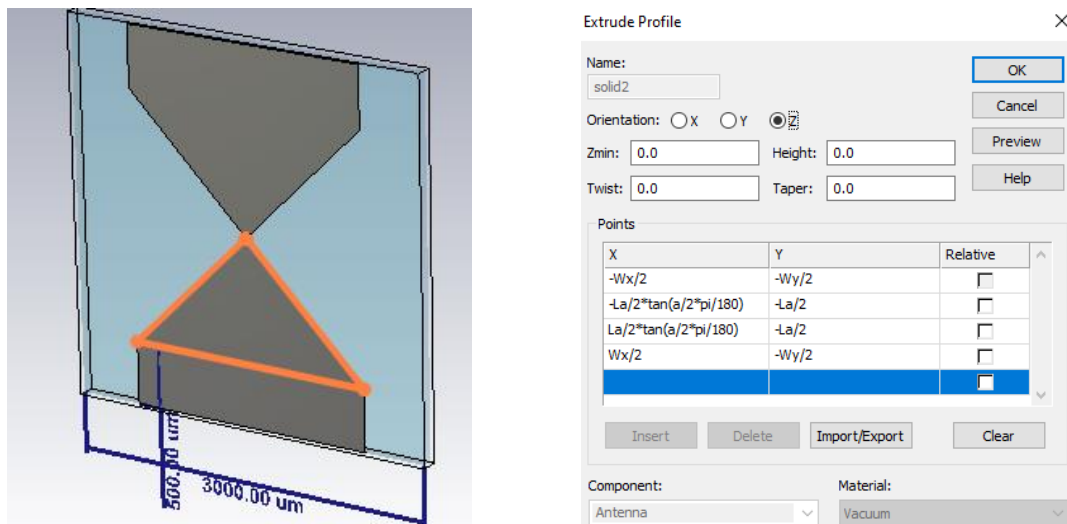


Figura 3.12. Creación de un triángulo con la herramienta *Extrude*.

5) Coger los briks del rectángulo y triángulo y utilizar la herramienta *Add* para considerar como una única estructura.

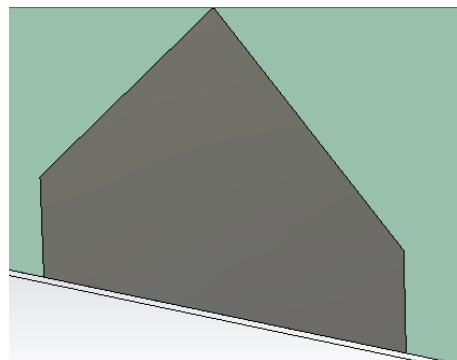


Figura 3.13. Representación del triángulo con el rectángulo utilizando la herramienta *Add*.

6) Utilizar la herramienta de transformación para copiar la estructura de manera simétrica.

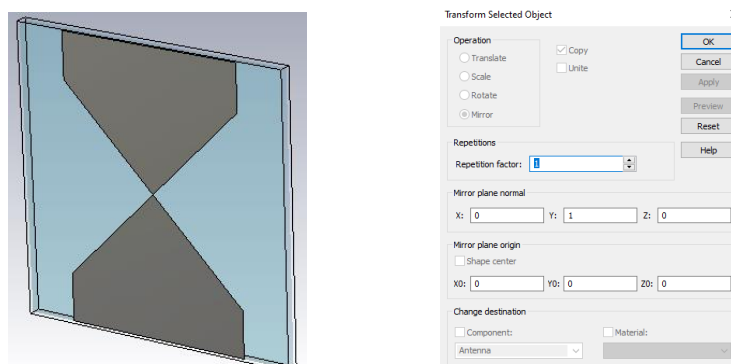



Figura 3.14. Representación de la estructura Bow-Tie con la herramienta de transformación se ha duplicado la estructura anterior.

3.2.1.3. Estructura antena Espiral

La antena espiral fue un poco complicada de realizar puesto que al probar muchos valores cercanos a los investigados no salía una estructura coherente. El sustrato de GaAs es el mismo que los otros por lo tanto se explica directamente como hacer la antena espiral.

Para hacer la antena espiral hay una macro predeterminada en la cual se entran los valores de cómo se quiere que sea la espiral y la representa. Por lo tanto, los pasos a seguir son:

- 1) En la pestaña de *Home* se selecciona *Macros* y  se da clic en *Construct* → *Coils* → *Planar Logarithmic Spiral*.

Aparecerá una pestaña como la de la siguiente imagen:

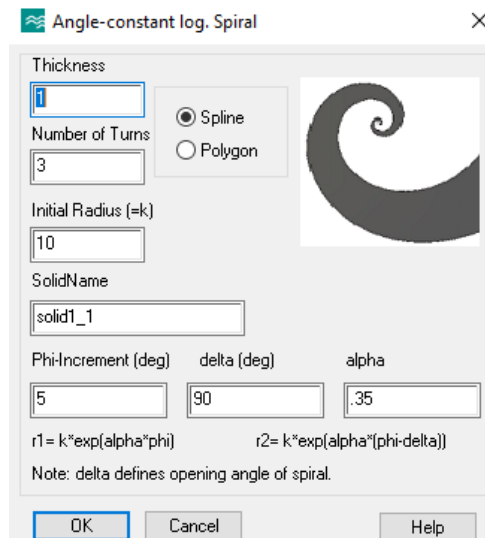


Figura 3.15. Macro para realizar la espiral.

Thickness → Representa el grosor de la antena (se puede dejar en 1 como predeterminado).

Number of Turns → Número de vueltas que quiere que haga la espiral(no tiene porque ser un número entero, puede ser decimal).

Initial Radius → Radio inicial constante.

R1 → Radio interno de la espiral.

R2 → Radio externo de la espiral.

Alpha y theta → Coordenadas polares.

Los parámetros que se utilizaron para realizar la espiral fueron creados de manera que la espiral tuviera unas medidas que no sobrepasaran el tamaño del sustrato que se definió anteriormente, y quedaron los valores siguientes:

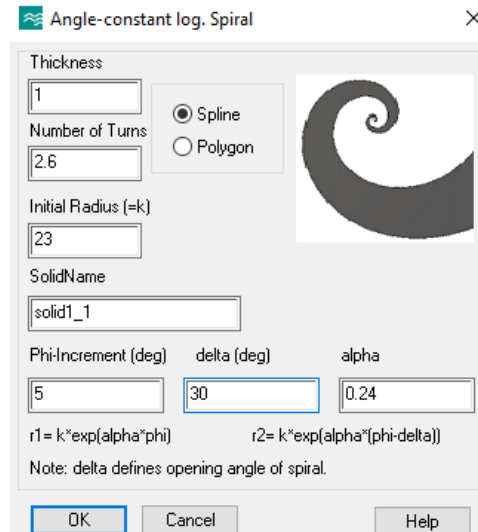


Figura 3.16. Macro con los parámetros físicos utilizados para la antena espiral.

El parámetro desde el que se partió fue el “Initial Radius” que es el radio constante que se utiliza para poder realizar la espiral y es el mismo que se ha utilizado en los documentos que se ha estudiado este tipo de antenas (23um). Después, mediante las fórmulas que sale en la macro de la espiral (r_1 y r_2) se aplicaron las fórmulas para poder sacar los valores de los otros parámetros. Sobre todo se requería que la r_2 fuera más pequeña que la dimensión X del sustrato de la antena.

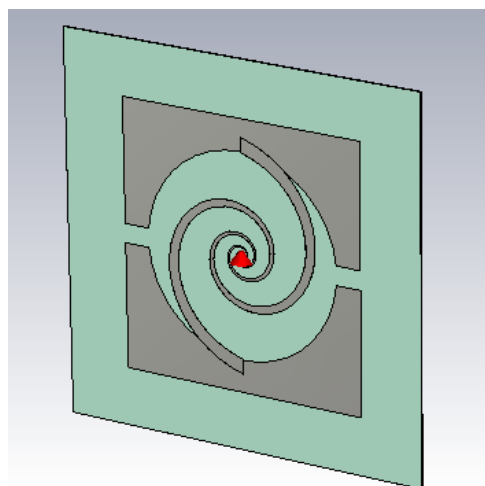


Figura 3.17. Estructura de la antena espiral diseñada con el CST.

3.2.1.4. Estructura antena Sierpinski

La estructura de la antena Sierpinski se necesita haber creado un código para la realización de la antena. Las partes en las que se han dividido para hacer la antena Sierpinski han sido las siguientes:

- 1) Crear un brick donde trabajar la antena PEC.

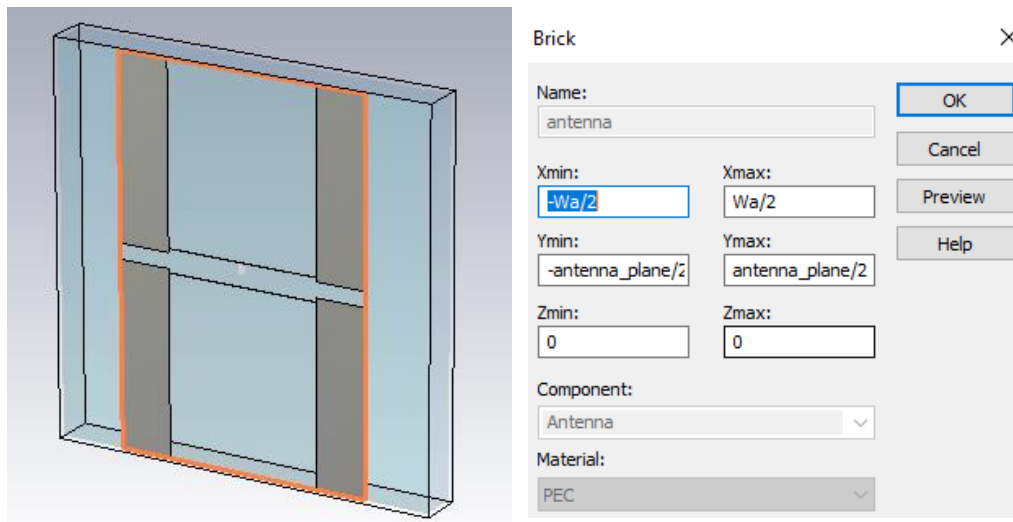


Figura 3.18. Rectángulo de PEC creado con sus características.

- 2) Quitar la barra del medio para dejarlo con vacío con la herramienta *Subtract*.

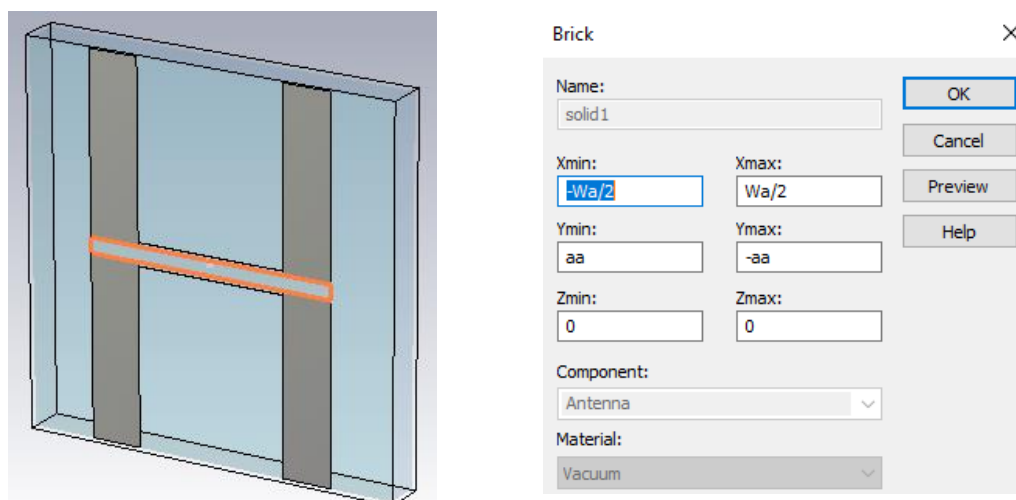


Figura 3.19. Estructura vacía creada.

- 3) Vaciar la estructura del medio con la herramienta *Subtract*.

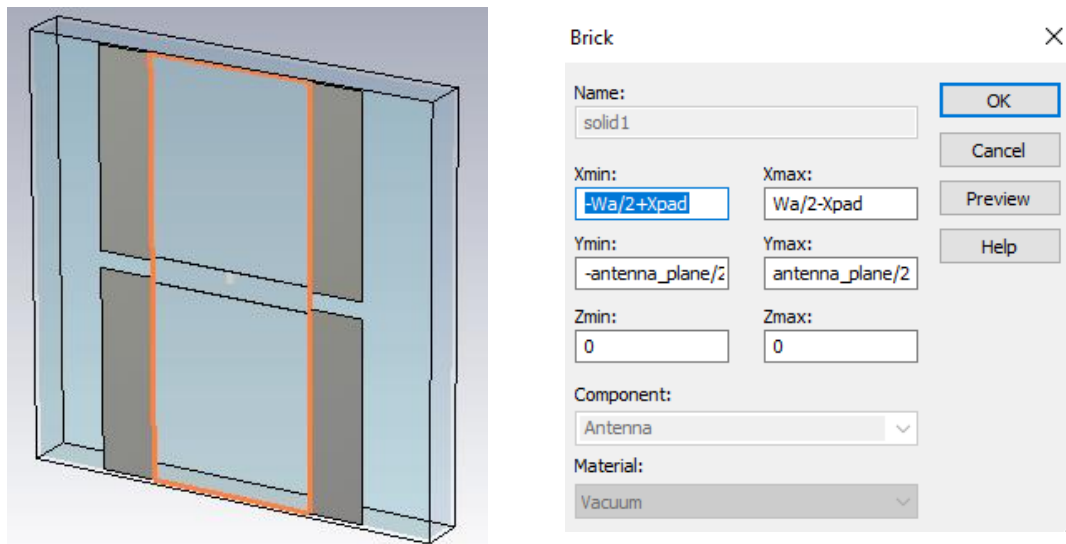


Figura 3.20. Brick vacío para realizar la antena Sierpinski.

- 4) Barras de bias y añadirlas en la estructura.

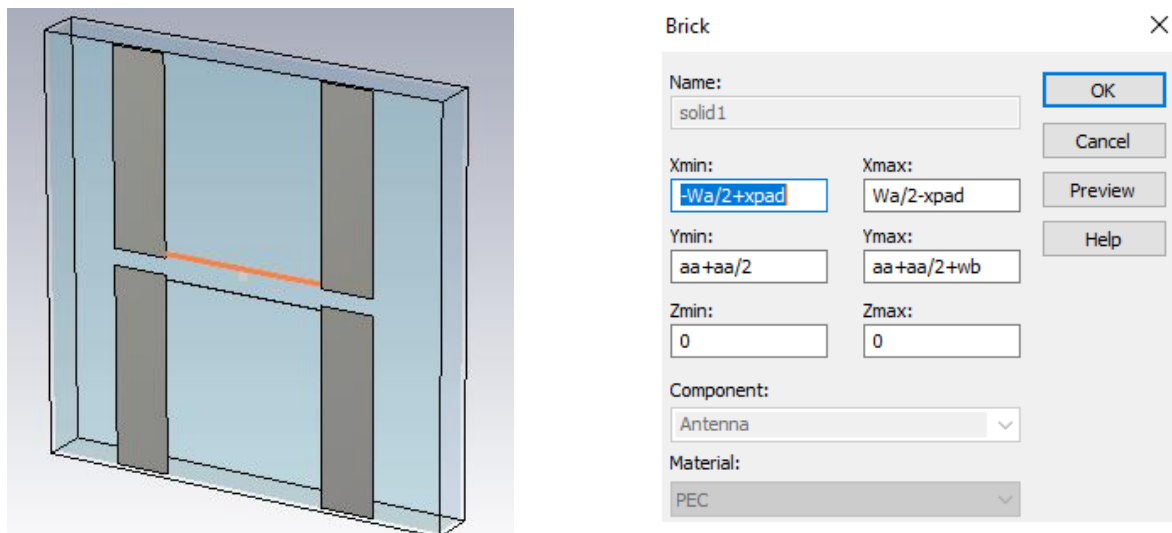


Figura 3.21. Barras de bias para alimentar con la estructura Sierpinski toda la antena y sus respectivas características físicas.

- 5) Crear una macro para la ejecución automática de la estructura Sierpinski(VER CÓDIGO ANEXO 1).

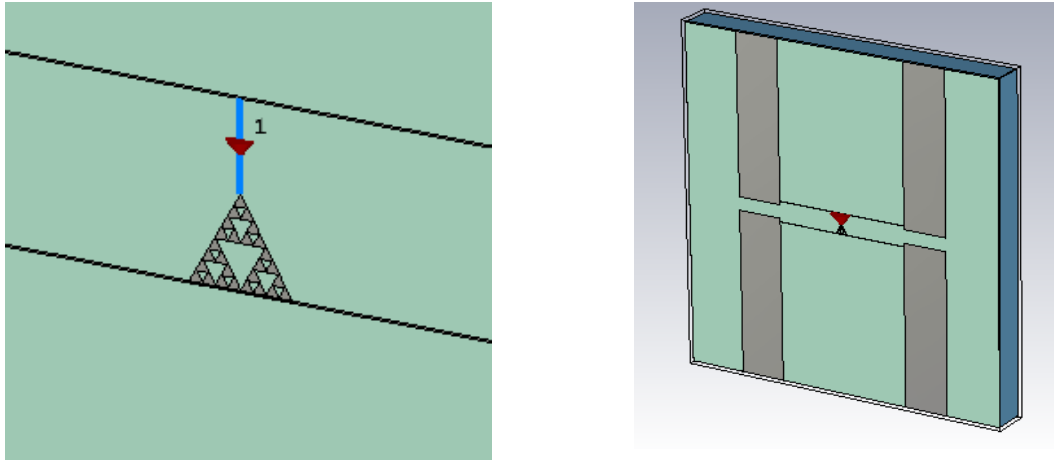


Figura 3.22. Estructura creada con la macro y la estructura final de la antena Sierpinski respectivamente.

3.2.2. Puerto discreto

Cuando la estructura de las antenas ya está diseñada se procede a la alimentación de corriente para generar los campos. La fuente de estas antenas como se ha dicho anteriormente es un láser, para la simulación con láser se utilizan los puertos discretos.

Los puertos discretos se utilizan principalmente para simular fuentes de elementos agrupados. Estos puertos son una buena aproximación de la fuente que se quiere utilizar para simular los campos lejanos de las antenas. En el simulador CST se puede utilizar otros tipos de puertos que alimentan coaxiales o líneas microstrip, pero no se entra en detalle en estos puertos.

Para poder poner un puerto discreto en la estructura de la antena se va a la pestaña de *Simulation* y se escoge el icono que pone *discrete port*. Al entrar se puede ver que hay tres tipos de puertos discretos: S-Parámetro, voltaje y corriente.

- S-Parámetro → Consiste en una fuente de corriente en la cual lleva una impedancia interna que excita y absorbe energía. Este puerto permite el cálculo de parámetros S en función de las señales de entrada y de salida.
- Voltaje → Genera una fuente con una amplitud de voltaje constante. Si el puerto no se estimula en el análisis transitorio, el voltaje a lo largo del cable es 0.
- Corriente → Genera una fuente de corriente con una amplitud de corriente constante. Esta señal que se genera queda registrada en el simulador.

En este proyecto ha interesado calcular los parámetros S de cada antena para ver a que frecuencias resuenan las antenas, por lo tanto, se ha utilizado el puerto discreto de parámetro- S . Cuando se ha seleccionado el puerto se tiene que poner las coordenadas iniciales por donde va a ir el puerto. A partir de ahí, se puede empezar con las simulaciones.

4. Resultados

La parte de resultados se divide en tres partes: en la primera parte se explica cómo se han hecho las simulaciones con el simulador CST Studio, la segunda parte se explican las propiedades generales de la simulación para poder optimizar la simulación y la tercera parte son el resultado de las simulaciones que se han obtenido.

4.1. Simulaciones con el CST Studio 2019

Después de tener bien definidas las distintas estructuras de las antenas se tiene que hacer las simulaciones. Primero se tienen que definir bien los parámetros que queremos simular, empezando por el rango de frecuencia donde vamos a simular. Estas antenas como bien dice el proyecto son antenas que trabajan a frecuencia de TeraHercios. Por lo tanto, el primer paso ha sido definir el rango de frecuencias.

Para eso se abre el proyecto donde hay definida la antena y en la ventana de *Simulation* se selecciona la opción que marca *Frequency*. Seguidamente se abre otra ventana donde se define el rango de frecuencias. En el caso de este proyecto las simulaciones han sido entre 0.2 THz a 2 THz ya que sobre los 2 THz la antena trabaja en régimen permanente.

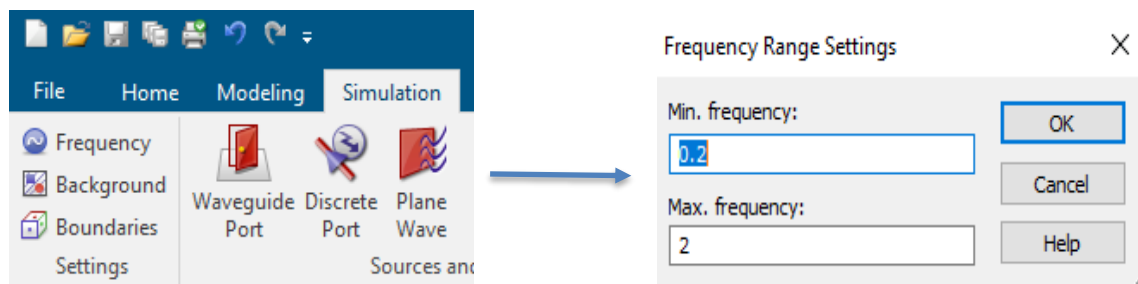


Figura 4.1. Configuración de la frecuencia de simulación.

Luego se selecciona *Background* y se accede a sus propiedades.

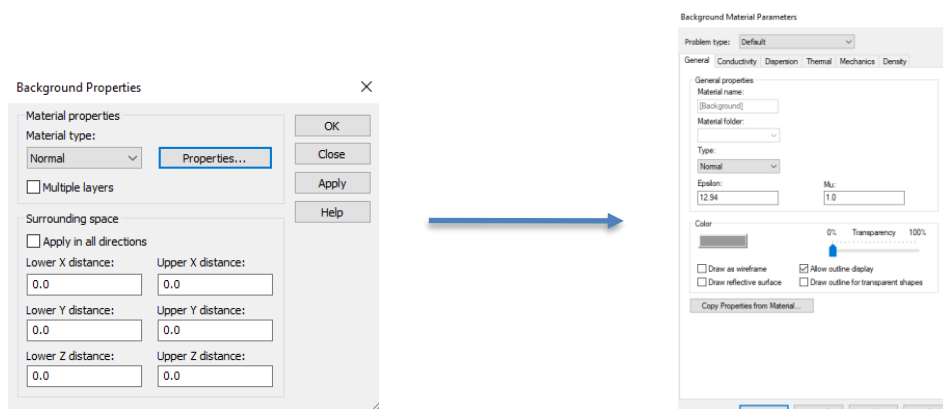


Figura 4.2. Propiedades para cambiar el entorno de simulación.

Al entrar a las propiedades, lo único que se tiene que hacer es escribir el valor de la constante dieléctrica del sustrato de la antena en el apartado ϵ . Puesto que así, las condiciones de entorno son ideales y evita las pérdidas de propagación del medio. Esto es ideal para ver cómo se comportaría la antena sin pérdidas de entorno.

Finalmente, para ayudar a que la simulación se realice con el menor tiempo posible es importante acceder a *Boundaries*. Esta opción permite simular un trozo de la antena como si fuera toda la antena siempre y cuando sea uniforme y simétrica.

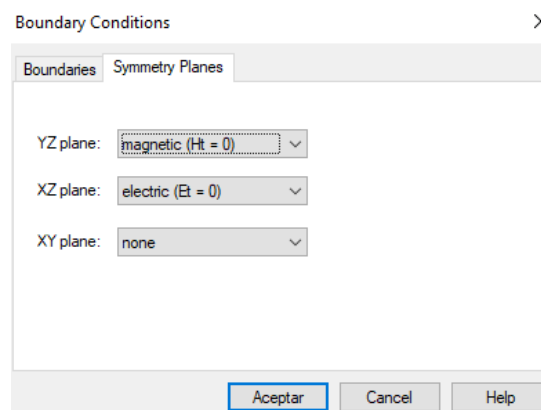


Figura 4.3. Condiciones de los límites de simulación para optimizar la simulación.

En la imagen anterior se muestra las condiciones de simetría de los planos para que se activen los planos de simetría en la antena. Se puede ver que se calcula el campo magnético en una dirección (XZ) y el campo eléctrico (YZ).

4.2. Propiedades generales de la simulación

Este es uno de los apartados más importantes y que puede dar mayor ayuda a la hora de querer realizar una simulación compleja. Hay diseños que pueden ser complejos y la resolución puede ser muy alta y hacer que el tiempo de simulación sea muy largo. Para eso, hay las propiedades generales de la simulación en las que puede optimizar este tiempo.

Para bajarlo manteniendo la resolución constante se tiene que ir en la ventana *Simulation* → Global Properties.

Figura 4.4. Propiedades generales para optimizar el tiempo de simulación del diseño.

En la Figura 4.4 se indican las propiedades del mallado, es decir, el número de celdas que representan la antena. Por lo tanto, cuantas más celdas se usan más operaciones se tendrán que generar para simular. Para minimizar estas celdas y mantener una resolución coherente, se tiene que bajar el número de celdas por longitud de onda, y al minimizarlo se hace que por cada longitud de onda haya menos celdas y, a la vez, menos tiempo de simulación. Se puede bajar el número de celdas por longitud de onda hasta 3 y el máximo de celdas por longitud de onda es 15. Se puede ver que el número de celdas totales baja al modificar el parámetro de celdas por longitud de onda y esto hará que finalmente se optimice el tiempo de simulación del componente a simular.

4.3. Simulaciones de las antenas con el simulador CST

Después de ver las propiedades generales para optimizar el tiempo y poder simular los proyectos, se presentan los resultados simulados de cada antena.

4.3.1. Parámetros S

En este apartado se presenta los parámetros S de todas las antenas simuladas. Como se puede ver se ha simulado los parámetros modificando para distintos valores de la capa de aire para poder ver si había alguna modificación en los parámetros S de cada antena.

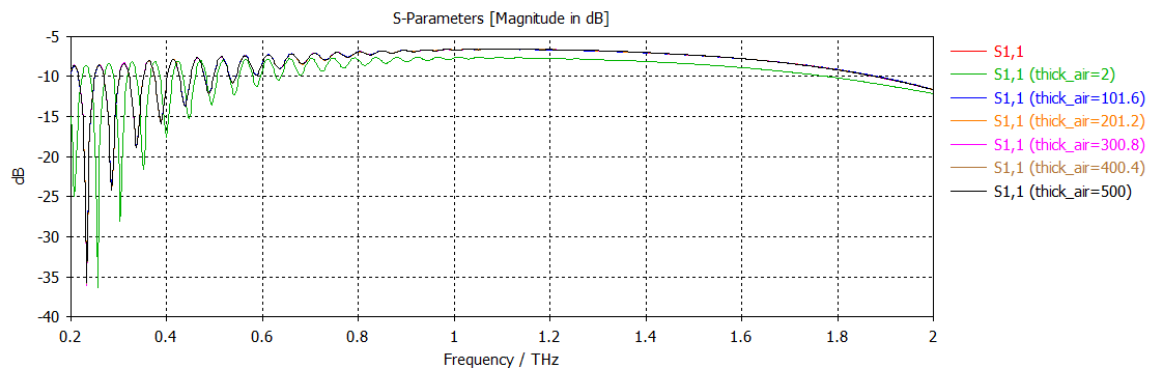


Figura 4.5. Parámetros S de la antena dipolo a distintos valores de aire.

Se puede ver que la antena dipolo tiene muchas resonancias entre 0.2 THz a 0.8 THz pero a frecuencias mayores no tienen ningún tipo de resonancia y, por lo tanto, no trabajará.

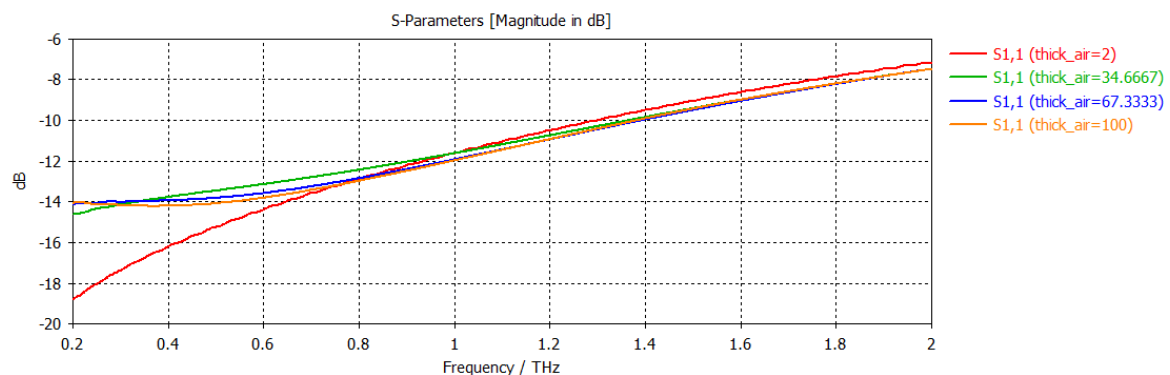


Figura 4.6. Parámetros S de la antena Bow-Tie a distintos valores de aire.

La antena Bow-Tie no presenta una frecuencia de resonancia a frecuencias de THz aunque parece ser que a frecuencias de GHz si tiene puesto que el parámetro S(1,1) con la capa de aire de 2 μm presenta la forma de que va haber una frecuencia de resonancia a valores de GHz, aunque no podemos porque que la representación es a escala de THz.

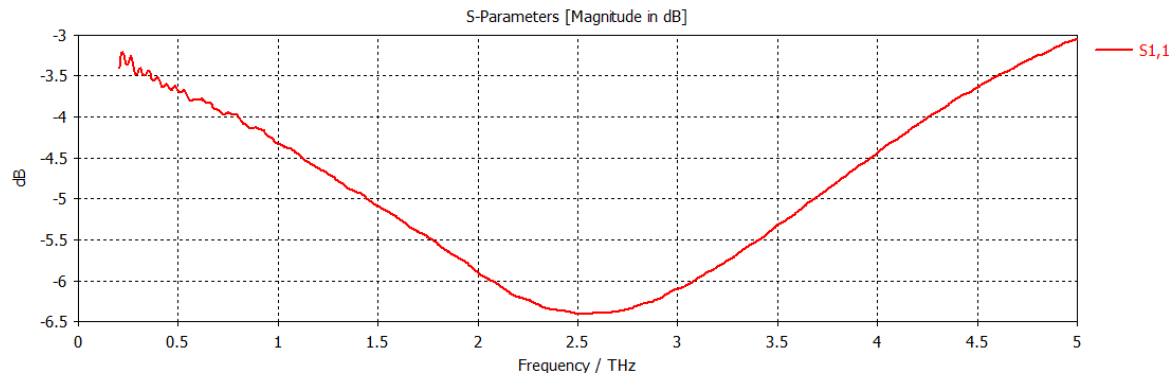


Figura 4.7. Parámetro S de la antena espiral.

La espiral que se ha diseñado tiene una frecuencia de resonancia a valores de 2.5 THz aunque no es muy resonante puesto que el ancho de banda de la resonancia es muy grande. Quizás a que el diseño de la espiral no es perfecto y hace que la resonancia no sea muy directiva.

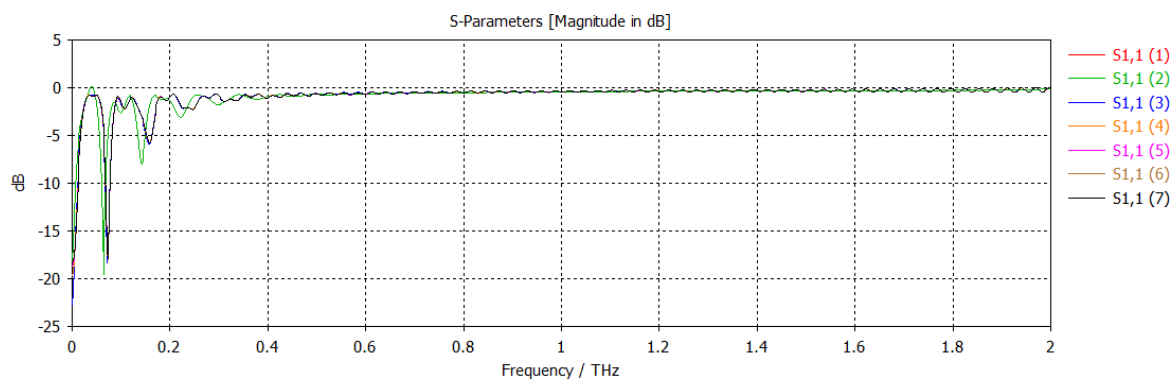


Figura 4.8. Parámetros S de la antena Sierpinski a distintos valores de aire.

La antena Sierpinski tiene distintas frecuencias de resonancia a bajas frecuencias de THz con una gran adaptación. A valores superiores de 0.2 THz la antena no resuena y no trabaja.

4.3.2. Impedancia de las antenas

La impedancia de la antena queda como la relación entre la tensión y la corriente de en los terminales de la entrada. Se puede ver que en las siguientes figuras se ha hecho la representación de la parte real (que corresponde a la resistencia de la antena) y la parte imaginaria que corresponde a la reactancia de la antena.

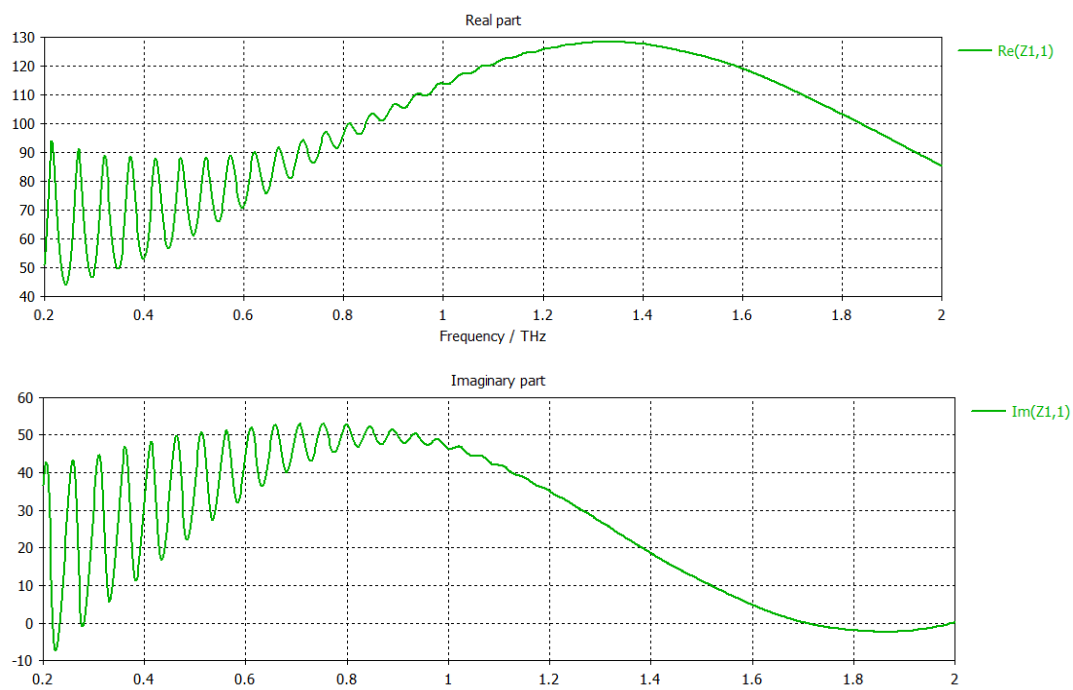
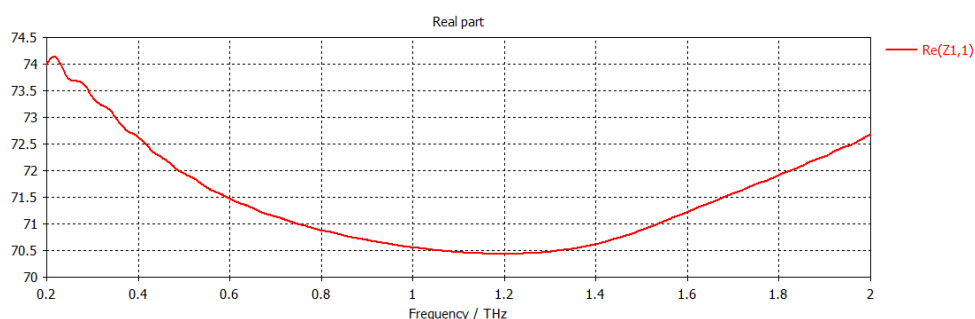


Figura 4.9. Parte real e imaginaria de la impedancia de la antena dipolo simuladas.

Si se observa la impedancia de la antena dipolo de la Figura 4.9 se han obtenido unos valores similares a los comparados. A valores bajos de frecuencia de Terahercio la impedancia es alta y a frecuencias altas la antena queda adaptada puesto que el valor de la parte imaginaria es muy próximo a cero.



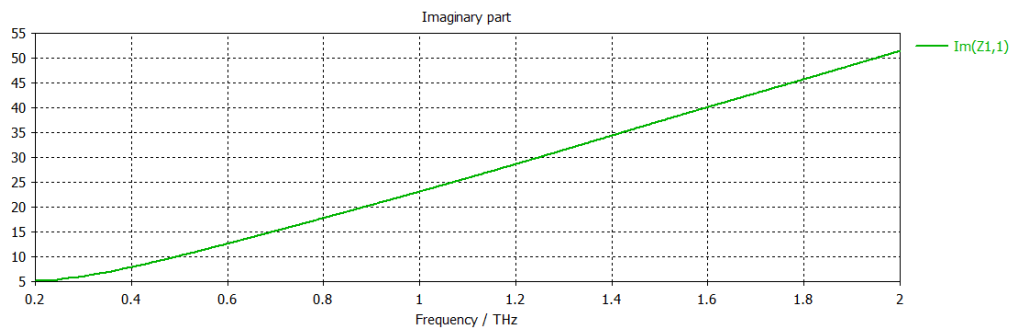


Figura 4.10. Parte real e imaginaria de la antenna bow.-tie simuladas

La antenna bow-tie mantiene la impedancia de la antenna a valores de 70 Ohmios durante todo el rango de frecuencias, mientras que la parte imaginaria va incrementando constantemente hasta un valor de 50 Ohmios aunque a valores de frecuencia menores la antenna está más adaptada.

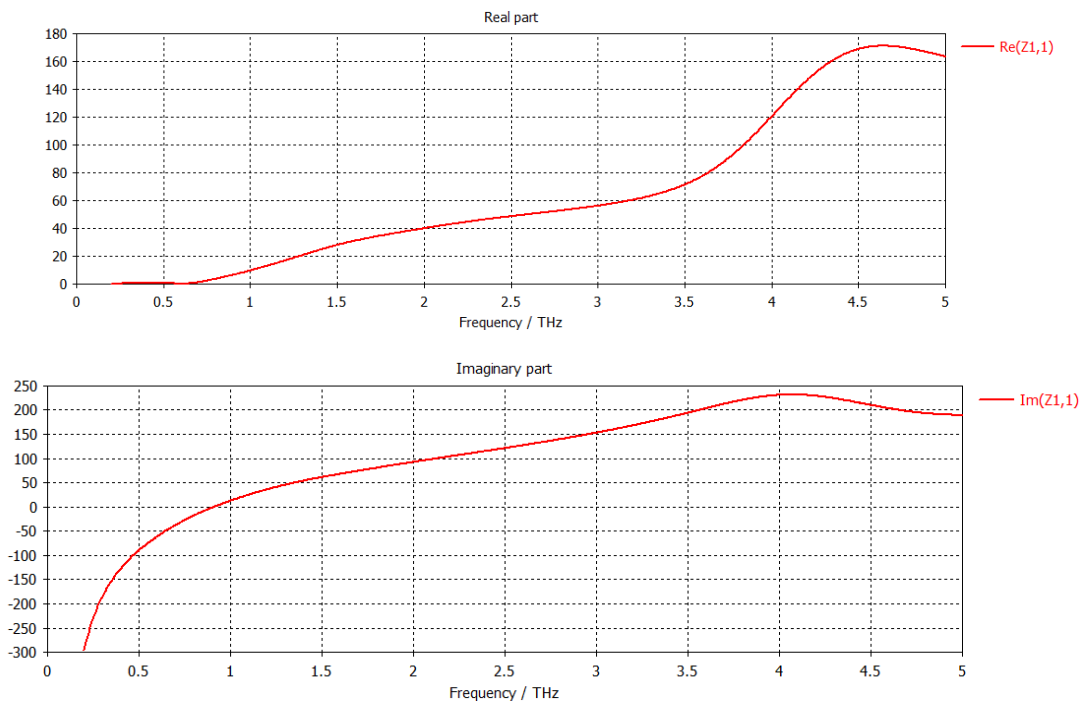


Figura 4.10. Parte real e imaginaria de la antenna espiral simuladas.

La impedancia de antenna de la espiral se puede observar que se ha simulado hasta 5 Terahercios y en realidad el estudio es de 0 a 2 Terahercios. En los valores cercanos a 1 THz la antenna queda adaptada, aunque la resistencia de la antenna es bastante baja (10 Ohmios). Si se compara a los valores comparados en la investigación la parte real si se

parece aunque los valores van subiendo en lugar de quedarse constante y la parte irreal si que no se parece porque tendría que estar alrededor de 0 Ohmios y hacer que la antena estuviera adaptada.

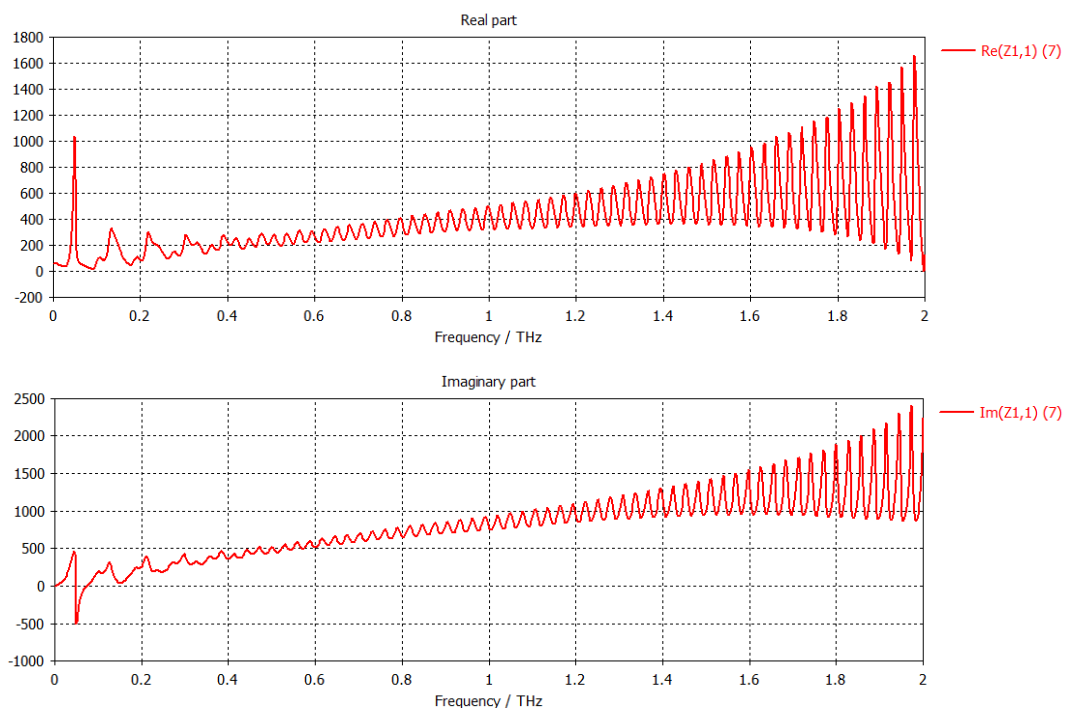


Figura 4.11. Parte real e imaginaria de la antena Sierpinski simuladas.

La antena Sierpinski no se ha podido comparar con ningún resultado de la investigación, aunque se puede ver que a mayor frecuencia la impedancia resuena más y va creciendo y hace que la antena no este adaptada. A frecuencias más bajas cercanas al 0 la antena se encuentra más adaptada.

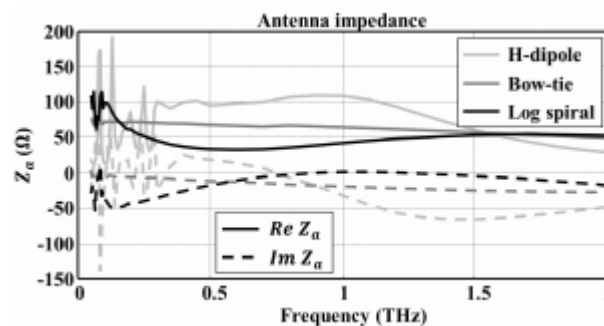


Figura 4-12. Impedancias de las antenas dipolo, bow-tie y espiral comparado(Figura ANEXO 4).

4.3.3. Energía

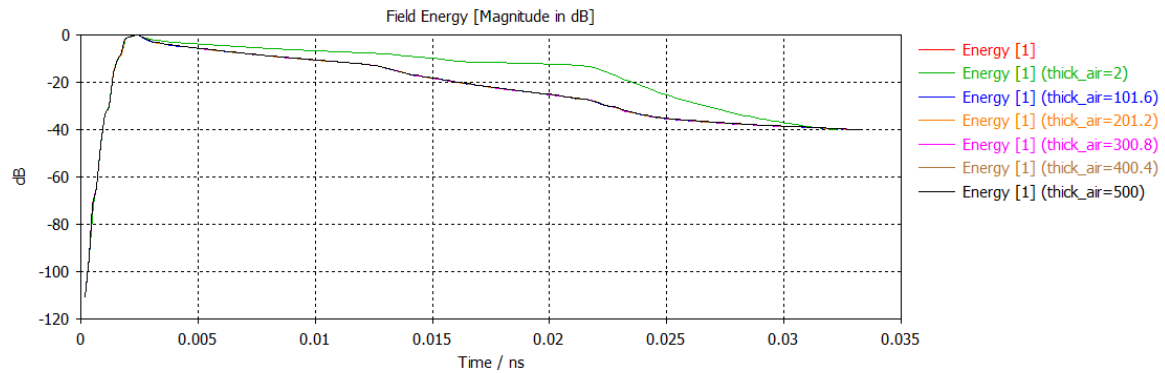


Figura 4.13. Energía de la antena dipolo simulada a distintos valores de aire.

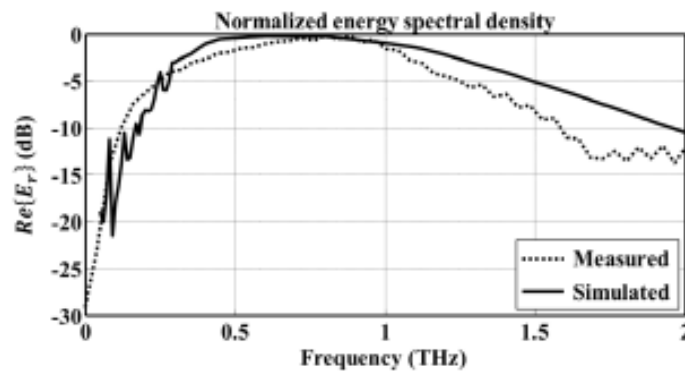


Figura 4.14. Energía antena dipolo comparada(Figura ANEXO 4).

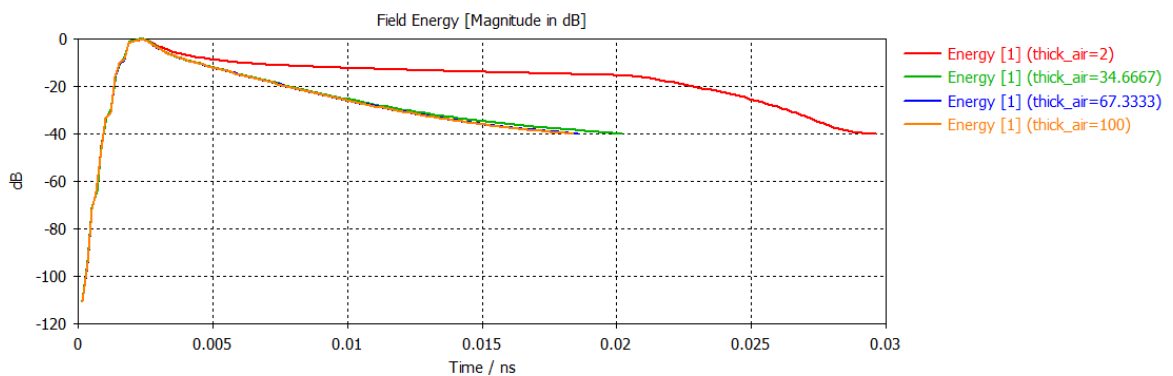


Figura 4.15. Energía de la antena Bow-Tie simulada a distintos valores de aire.

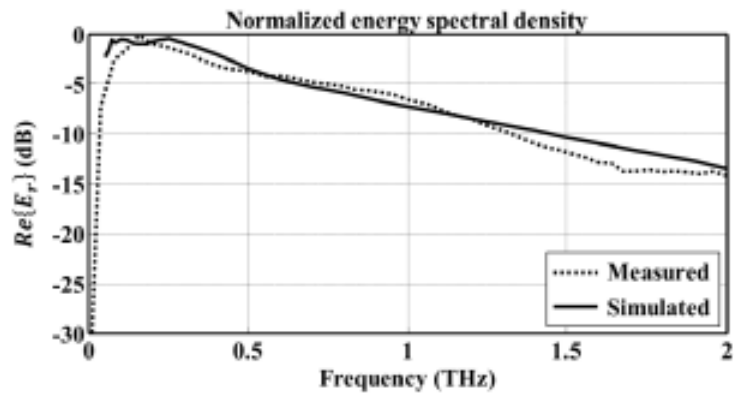


Figura 4.16. Energía antenna Bow-Tie comparada (Figura ANEXO 4).

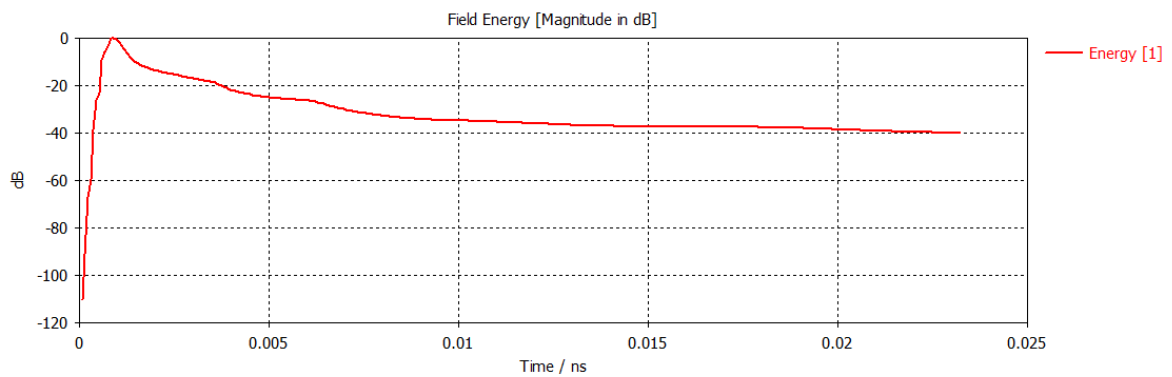


Figura 4.17. Energía antenna espiral simulada.

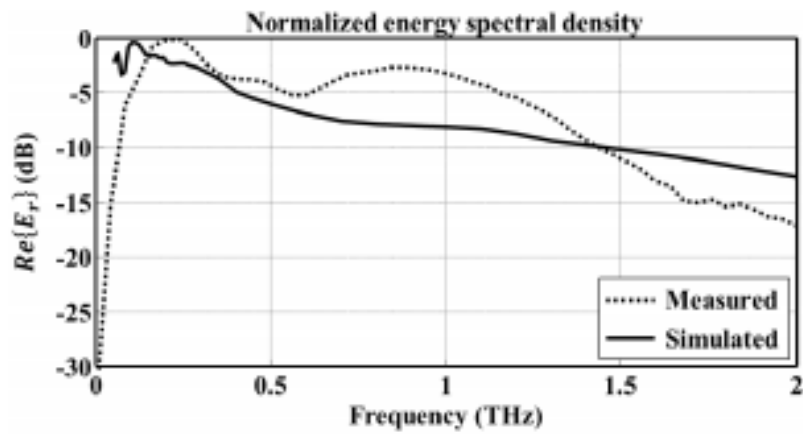


Figura 4.18. Energía antenna espiral comparada (Figura ANEXO 4).

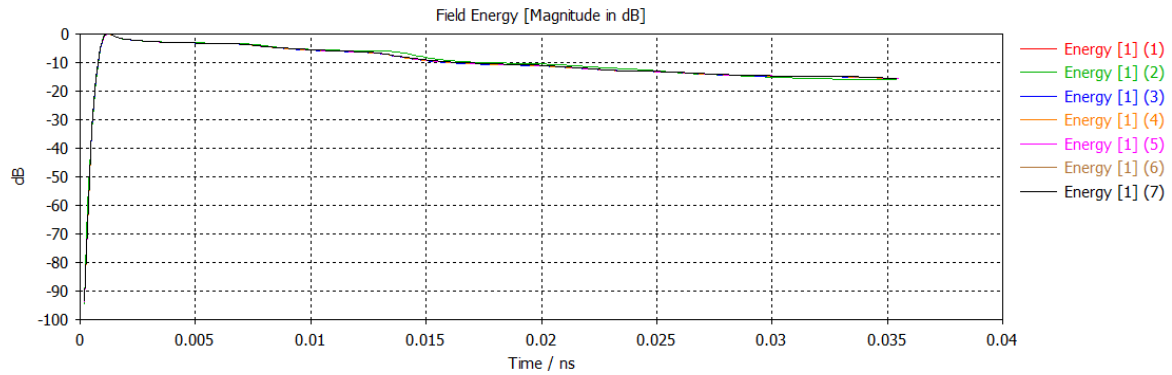


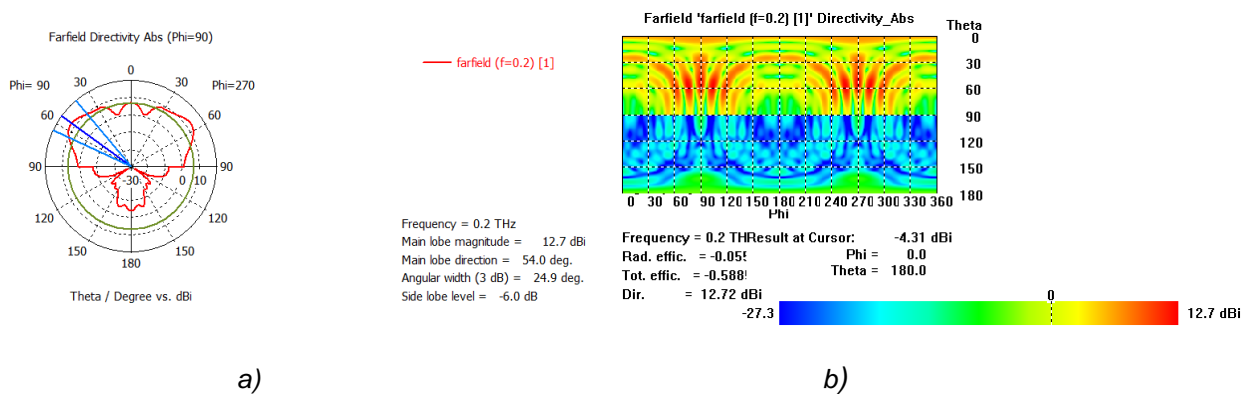
Figura 4.19. Energía antena Sierpinski simulada con valores distintos de aire.

Como se puede observar en las distintas figuras, la energía que tienen las antenas simuladas es igual que las que se comparan. Tiene un pico de energía al instante $t = 0$ ns aproximadamente, y que va decreciendo con el paso del tiempo, hasta que llega un momento que se mantiene constante.

4.3.4. Farfields de las antenas

Los Campos lejanos representados de cada antena se han evaluado en distintos puntos frecuenciales, concretamente en frecuencias de 0.2 THz, 0.5 THz, 1 THz y 2 THz. En este proyecto se representan las de 0.2 THz y la de 2 THz.

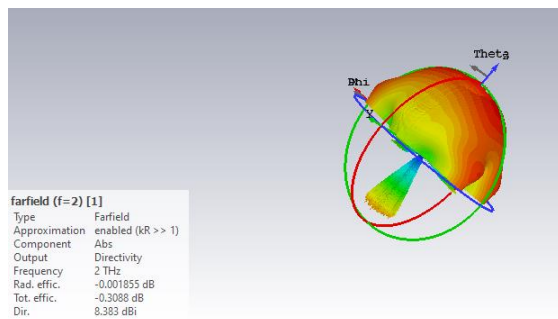
4.3.4.1. Farfields dipolo



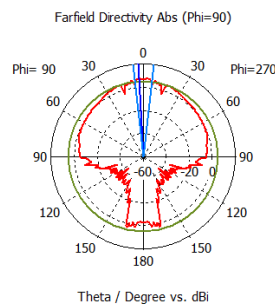
a)

b)

Figura 4.20. Directividad de la antena dipolo a frecuencia de 2 THz, a) ángulo Theta vs dBi y b) 2D.



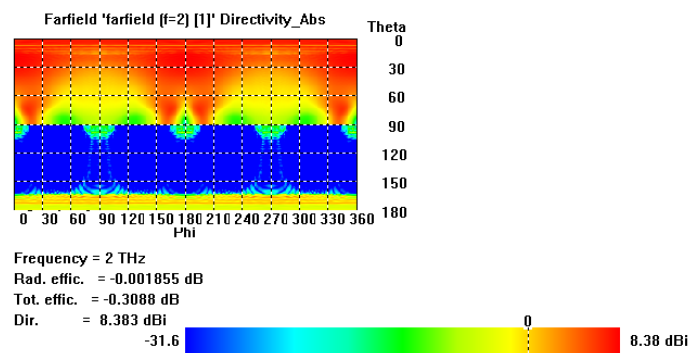
a)



b)

— farfield (f=2) [1]

Frequency = 2 THz
Main lobe magnitude = 7.35 dBi
Main lobe direction = 3.0 deg.
Angular width (3 dB) = 12.8 deg.
Side lobe level = -1.9 dB



c)

Figura 4.21. Representación de la directividad a la frecuencia de 2 THz: a) 3D, b) Theta vs dBi, c) 2D.

Se puede observar que en la frecuencia de 0.2 THz hay más interferencia que si se observa a 2 THz. En los parámetros S se puede ver que hay muchas frecuencias de resonancia en la zona de 0.2 THz que no a la de 2 THz por lo tanto, esto hace que haya una interferencia en la representación del campo radiado.

4.3.4.2. Farfields Bow-Tie

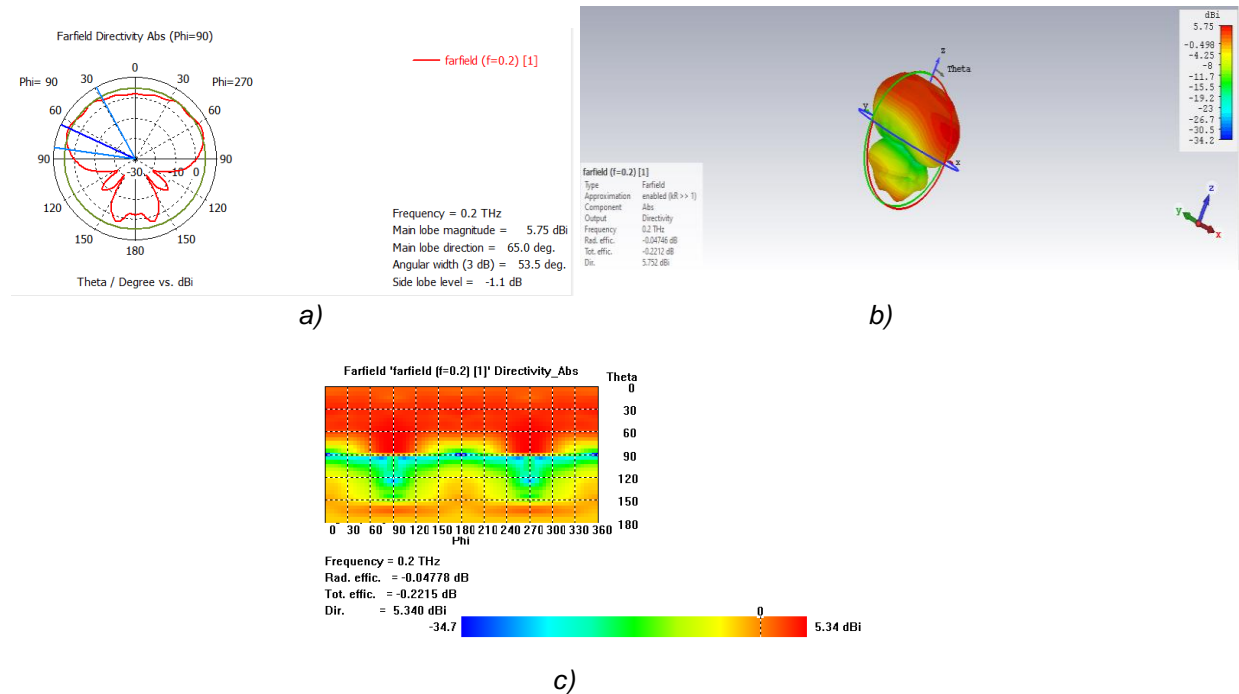


Figura 4.212. Representación de la directividad de la antena bow-tie a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi, b) 3D, c) 2D.

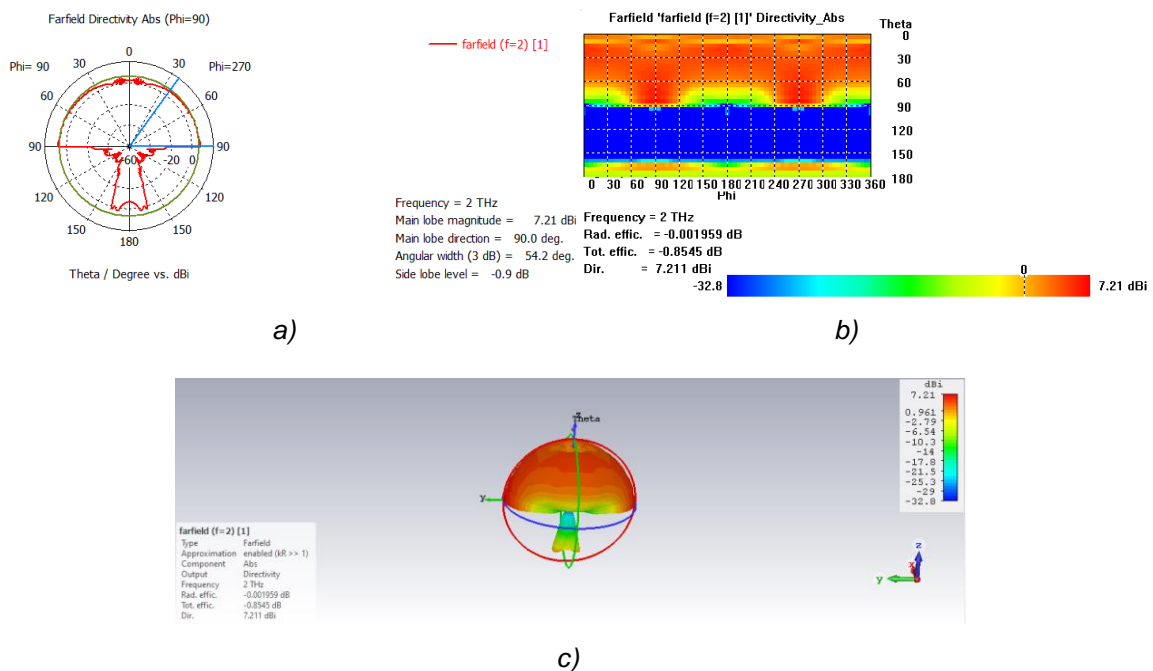


Figura 4.223. Representación de la directividad de la antena bow-tie a la frecuencia de 2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.

La antena bow-tie es parecida a la antena dipolo en cuanto a la radiación del campo, aunque se observa que la resolución de la directividad es más clara y no hay tanta interferencia.

4.3.4.3. Farfields espiral

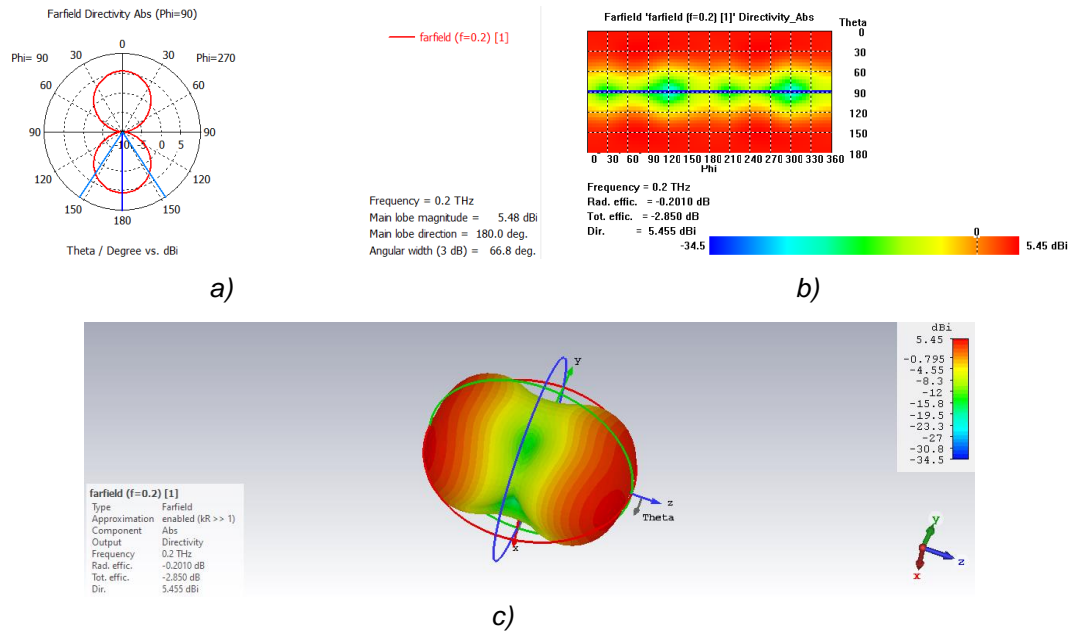


Figura 4.234. Representación directividad antena espiral a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.

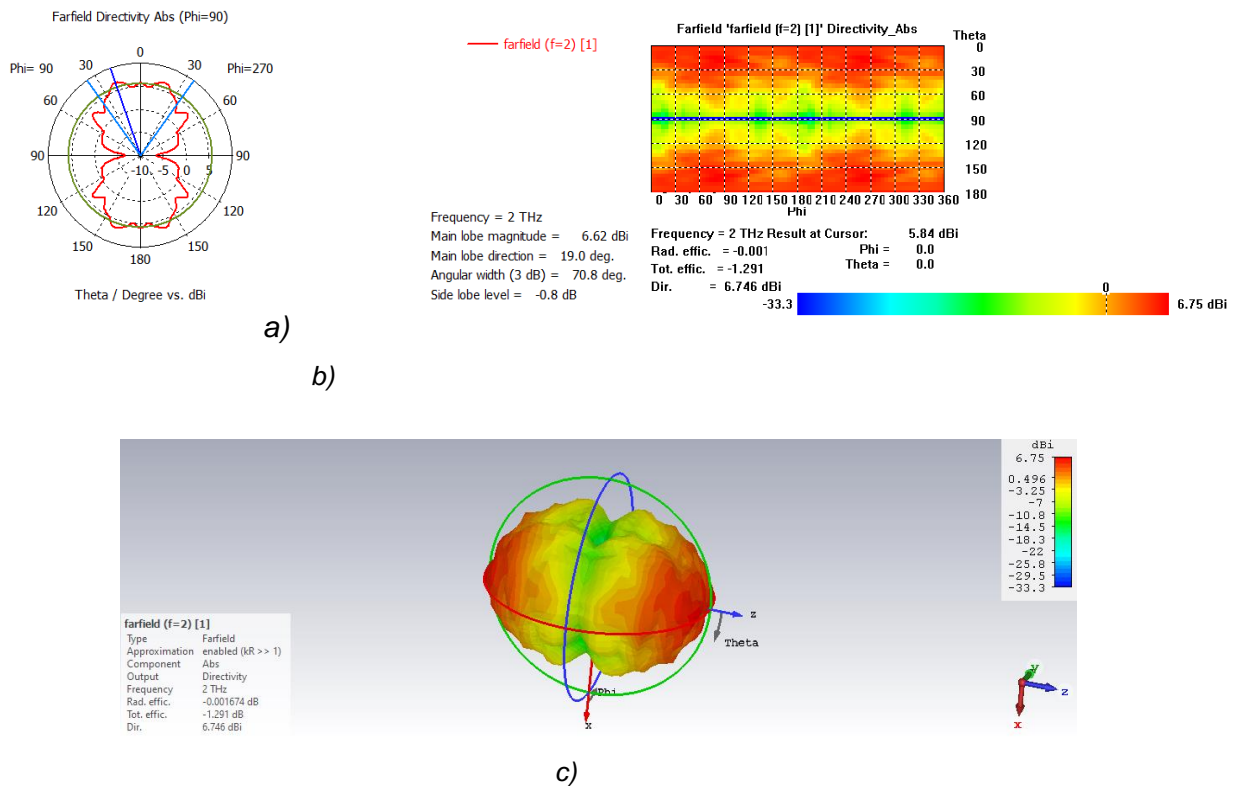


Figura 4.245. Representación de la directividad de la antena espiral a la frecuencia de 2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.

La antena espiral se analiza que es más directiva que las otras dos ya que el ancho de haz de la directividad es más estrecho a frecuencias bajas.

4.3.4.4. Farfields Sierpinski

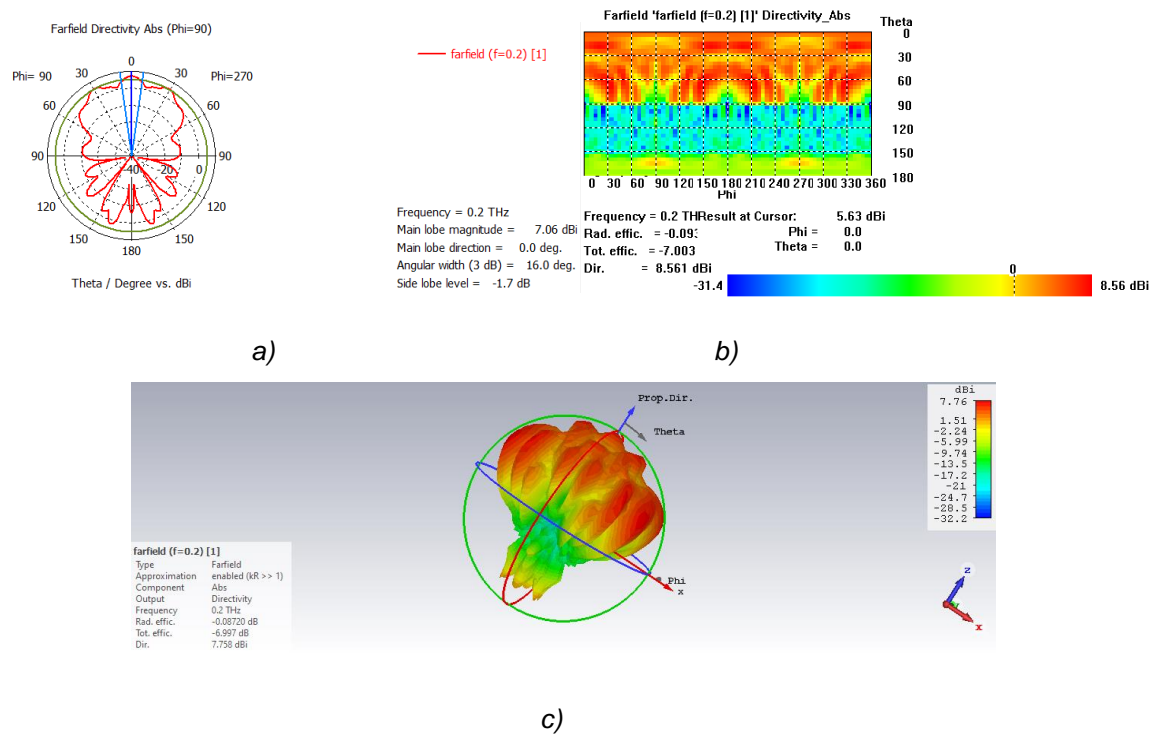


Figura 4.256. Representación de la directividad de la antena Sierpinski a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.

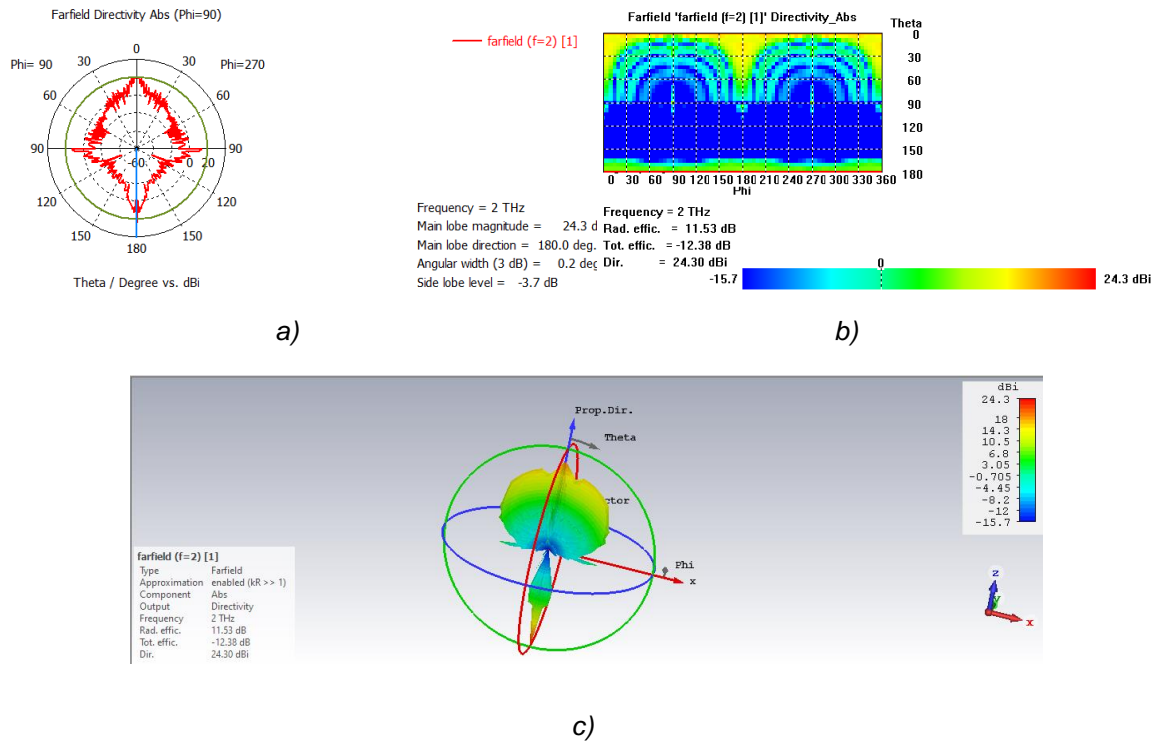


Figura 4.27. Representación de la directividad de la antena espiral a frecuencia de 2 THz: a) Theta vs dBi, b) 2D y c) 3D.

En las representaciones de la antena Sierpinski se analiza que la antena a frecuencias mayores es mucho más directiva y llega a valores de 24,3 dBi. En cambio, a frecuencias pequeñas de Terahercio la directividad es más pequeña (7,76 dBi).

4.3.5. Directividad de las antenas

En las siguientes imágenes se realiza la representación de la directividad de cada antena en una dimensión. A frecuencias bajas de Terahercios todas las antenas exceptuando la Bow-Tie tienen una directividad muy pequeña, y a frecuencias mayores van incrementando la directividad.

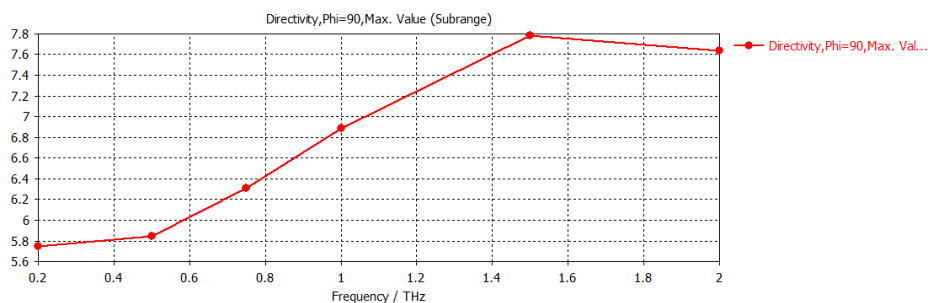


Figura 4.28. Directividad de la antena dipolo entre 0.2 THz y 2 THz.

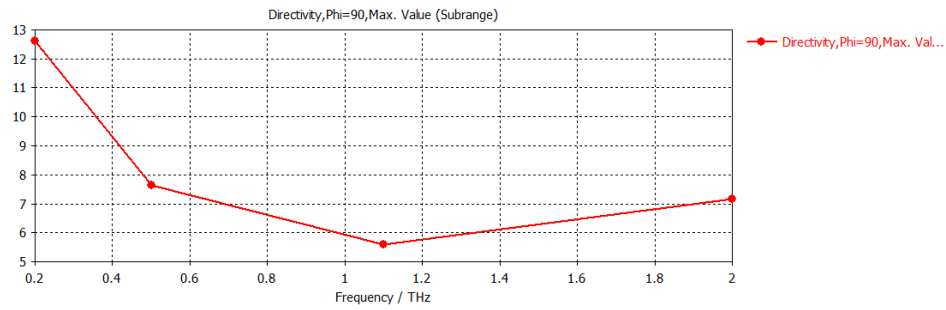


Figura 4.29. Directividad antena bow-tie entre 0.2 THz y 2 THz.

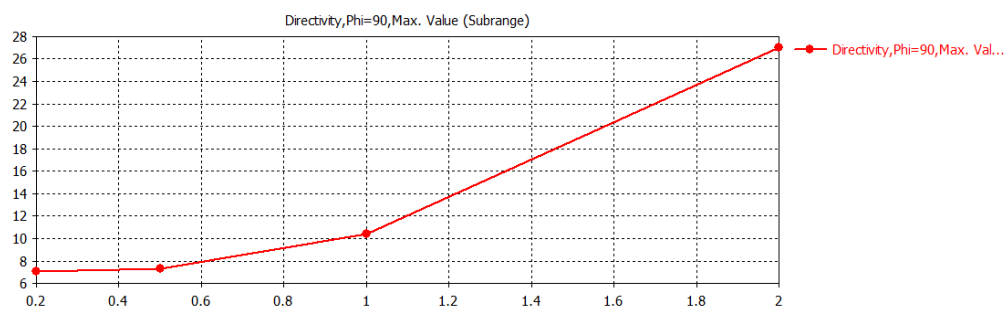


Figura 4.30. Directividad antena espiral entre 0.2 THz y 2 THz.

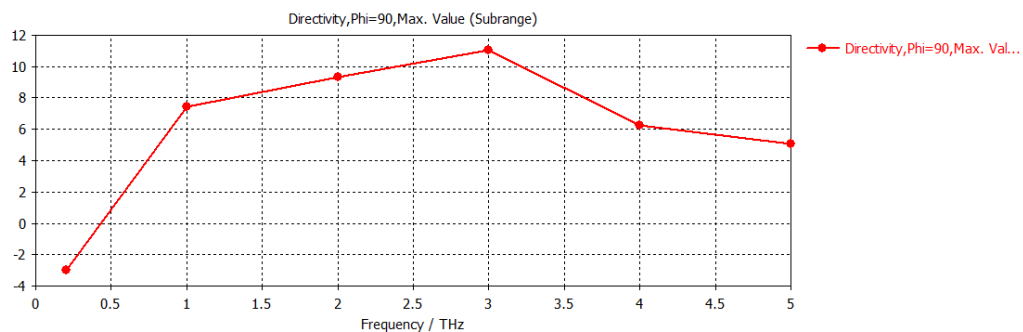


Figura 4.31. Directividad antena Sierpinski entre 0.2 THz y 2 THz.

4.3.6. Eficiencia de radiación

La eficiencia de radiación queda definida como la relación de potencia radiada por la antena y la potencia entregada a la antena. Como se ha comentado anteriormente, la eficiencia de las antenas a frecuencia de terahercio es muy pequeña. Se observa que las eficiencias son muy bajas en todas las antenas, aunque en la antena espiral a frecuencias bajas, el rendimiento es bastante más alto en comparación al resto de puntos.

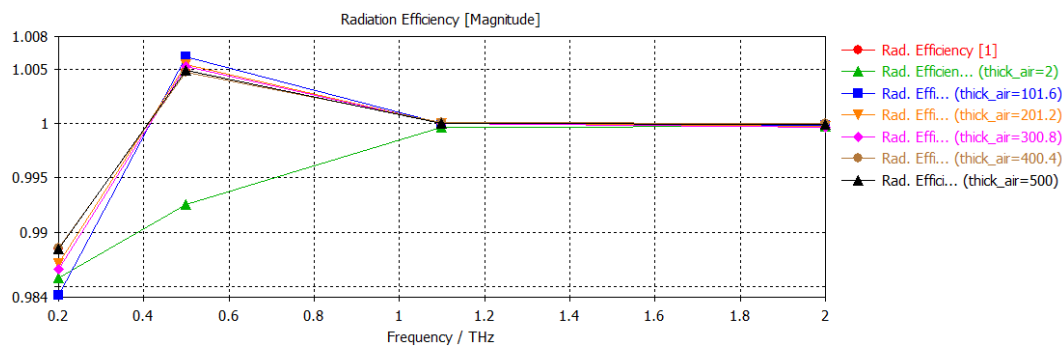


Figura 4.26. Eficiencia de radiación de la antena dipolo.

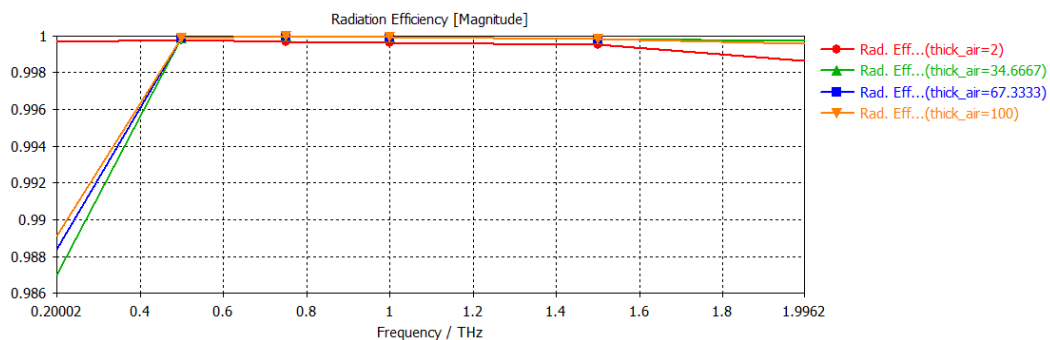


Figura 4-27. Eficiencia de radiación de la antena bow-tie.

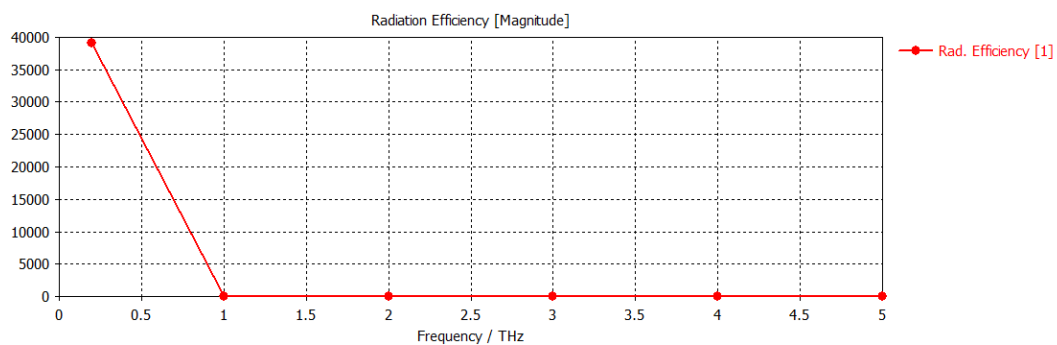


Figura 4.28. Eficiencia de radiación de la antena espiral.

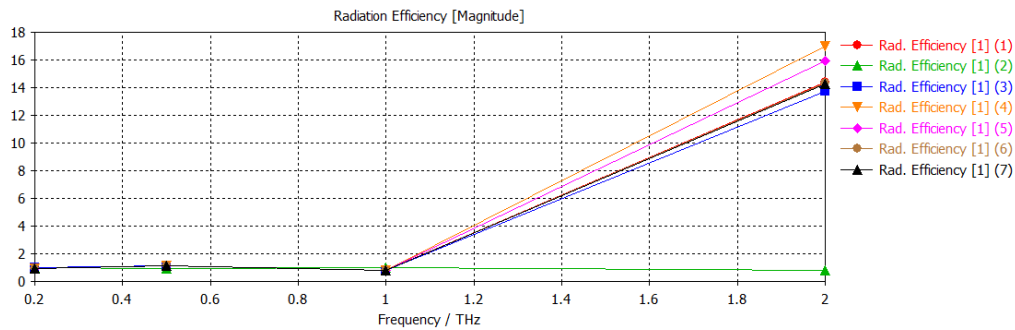


Figura 4.29. Eficiencia de radiación de la antena Sierpinski.

4.4. Representaciones con el código MATLAB

En este proyecto, se utilizó un código MATLAB (ver código en ANEXO 2) para poder representar los resultados obtenidos de cada antena por el simulador CST y así comprobar que el código puede realizar bien las representaciones en dos dimensiones.

Para cargar el archivo con las representaciones del simulador CST se tiene que exportar el archivo simulado en formato ASCII. Se tiene que seleccionar el archivo a exportar de los resultados obtenidos, por ejemplo, el archivo Abs de los farfields obtenidos de cada antena. A continuación, en la ventana de Post-Processing se selecciona la opción de Import/Export y se escoge la opción de "Plot Data (ASCII)" y se guarda con el nombre del archivo que se quiere.

Después de haber exportado el archivo se tiene que cargar el código en MATLAB y poner el nombre del archivo en la parte del código que pone load.

4.4.1. Representación de los campos de la antena dipolo

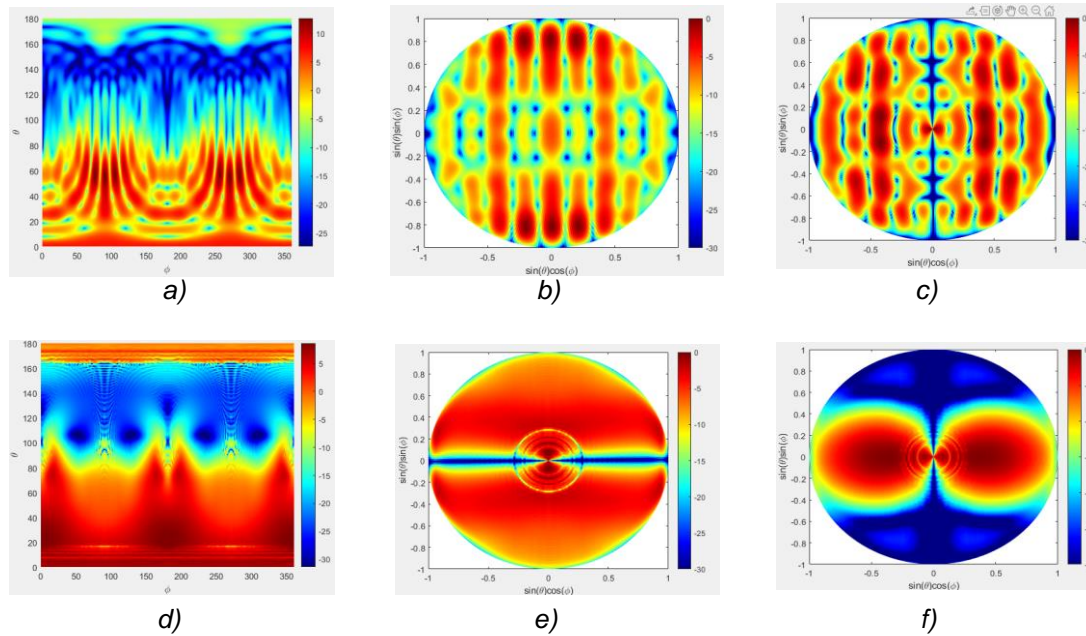


Figura 4.30. Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena dipolo con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X-polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.

4.4.2. Representación de los campos de la antena Bow-Tie

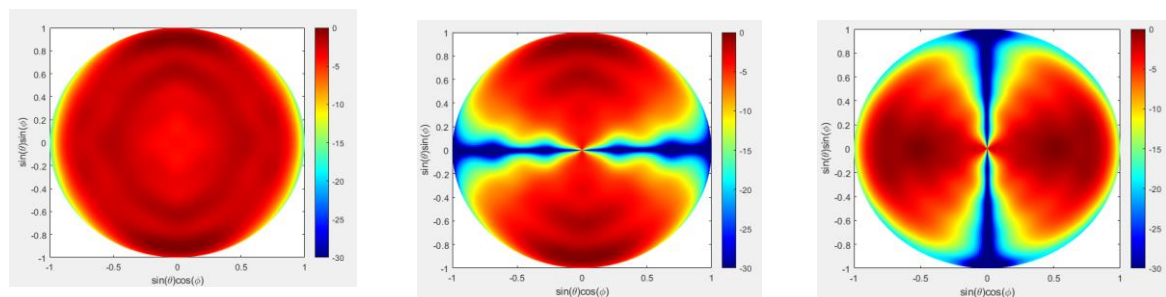


Figura 4.31. Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena bow-tie con el simulador CST representados en MATLAB, a la frecuencia de 0.2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz.

4.4.3. Representación de los campos de la antena espiral

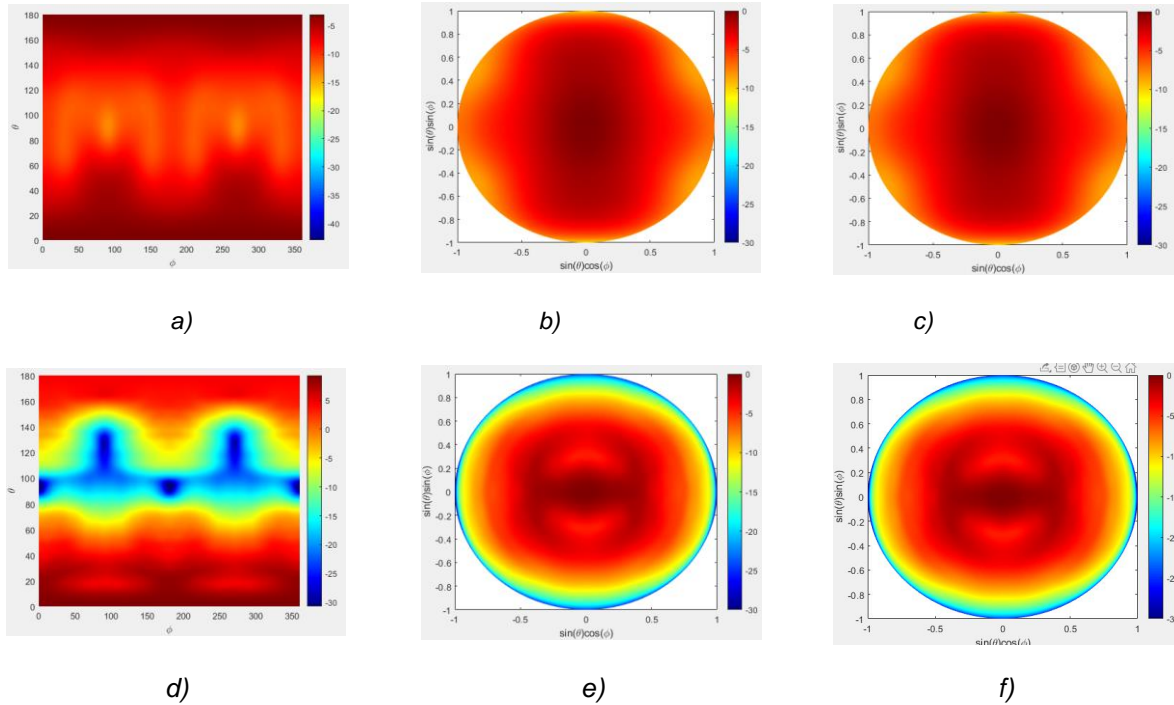


Figura 4.32. Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena espiral con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X- polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.

4.4.4. Representación de los campos de la antena Sierpinski

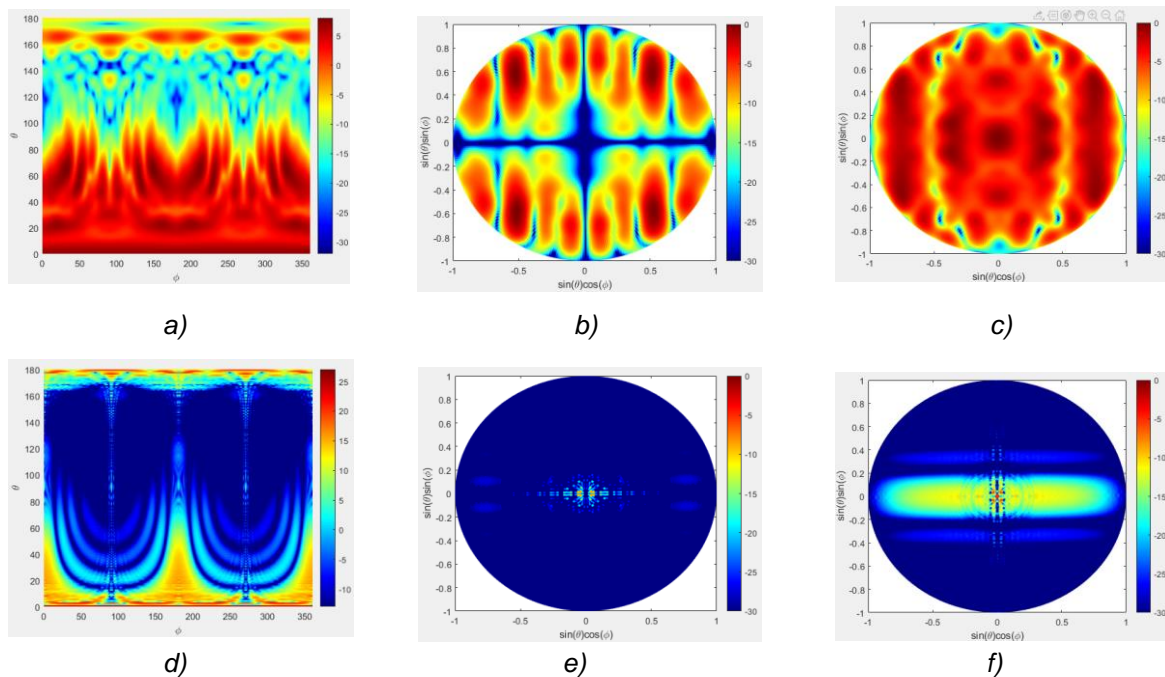


Figura 4.33. Patrones de radiación obtenidos de la simulación de la antena Sierpinski con el simulador CST representados en MATLAB, arriba a la frecuencia de 0.2 THz y debajo a la frecuencia de 2 THz: a) Theta-Phi en 2D a 0.2 THz, b) X- polarización cruzada a 0.2 THz, , c) Co polarización a 0.2 THz, d) Theta vs Phi, e) X- polarización cruzada a 2 THz y f) Co polarización a 2 THz.

5. Presupuesto

En este apartado de la memoria se incluye el presupuesto que supondría la elaboración del experimento. El presupuesto queda desglosado en 3 partes:

- Mano de obra
- Material
- Licencias de Software

Y finalmente, el coste total sumando las 3 partes.

5.1. Mano de obra

En la siguiente tabla, se puede apreciar la mano de obra que se ha dividido en dos: ingenieril y supervisión. Para calcular la mano de obra se ha dividido según la parte que se ha realizado, según el tiempo que se ha invertido en el proyecto y según el coste unitario por horas trabajadas.

Tipo de mano de obra	Cantidad (horas)	Coste unitario (€/h)	Coste total (€)
Ingenieril	180	10	1800
Supervisión	20	20	400
Subtotal	200		2200

Tabla 1. Mano de obra del proyecto con sus respectivos costes.

5.2. Material

En esta parte, podemos ver que no se ha utilizado mucho material. Lo único que se ha necesitado ha sido un ordenador portátil y, apuntes y libros para la búsqueda de información.

Material para la realización del estudio	Concepto	Cantidad	Coste total (€)
Asus X540	Ordenador portátil	1	640.00
Documentación	Libros, apuntes		0.00
Subtotal			640

Tabla 2. Material del proyecto con sus respectivos costes.

5.3. Licencias de Software

A continuación, se detallan las licencias que se han utilizado para poder dar a cabo el estudio y sus respectivos precios.

Licencia de Software	Tipo	Cantidad	Coste total (€)
CST Studio Suite 2019	Licencia de estudiante	1	69.00
Matlab R2019b	Licencia de estudiante	1	69.00
Subtotal			138.00

Tabla 3. Licencias del Software del proyecto con sus respectivos costes.

5.4. Presupuesto total

Aquí se presenta el presupuesto total para poder realizar el proyecto final. El presupuesto no es muy alto porque no se ha tenido que utilizar materiales para realizar físicamente las antenas, solo se han simulado.

Tipo de coste	Coste total (€)
Mano de obra	2200.00
Material	640.00
Licencias de Software	138.00
TOTAL	2978.00

Tabla 4. Presupuesto final del proyecto desglosado.

6. Conclusiones y desarrollo futuro

El objetivo principal de este proyecto era comprobar que los resultados que obtuvieron los investigadores en la realización las pruebas con las distintas antenas a frecuencia de Terahercios, salían igual que las antenas que se diseñaron con el simulador CST. Además, se quería dar una explicación general de cómo se diseñaron estas antenas y poder dar una visión global del uso del simulador CST para usuarios que en un futuro quieran desarrollar antenas con el software.

En la documentación que esta adjuntada en los anexos no salen todos los parámetros de las antenas que se han querido comparar. A partir de aquí, se ha podido ver que los parámetros que se han podido comparar han coincidido mayormente con los diseñados. Por lo tanto, las antenas hechas con el simulador se han diseñado bien. Los demás parámetros se han comentado generalmente con los conceptos que se han adquirido durante todo el proceso de estudio.

Además, las representaciones de los campos de las antenas en distintas vistas se han generado con el código MATLAB que provienen de los archivos de CST.

Diseñar antenas que trabajan a frecuencias de Terahercios no es una tarea sencilla puesto que aún están en experimento. Se ha podido concluir que las antenas diseñadas en este proyecto trabajan mejor a frecuencias de Terahercios bajas, pero quizás por el diseño de la antena se han obtenido los campos con interferencias y podrían haberse mejorado estos resultados.

Por último, quería comentar que hay una parte del proyecto que por la falta de tiempo no se ha podido realizar un estudio de los campos obtenidos de las simulaciones de la antena, y mediante el uso de una lente y aplicando teoría de rayos obtener los resultados del estudio. En un futuro me gustaría poder desarrollar esta parte del proyecto que no se ha podido realizar con más tiempo y poder seguir investigando.

7. Bibliografía

- [1] Radiación de terahercios.(Sin fecha). En Wikipedia. Recuperado el 6 de Enero de 2020 de:
https://es.wikipedia.org/wiki/Radiaci%C3%B3n_de_terahercios
- [2] V.Petrov, A.Pyattave, D.Moltchanov, Y.Koucheryavy.(8 January, 2020)."Terahertz Band Communications: Applications, Research Challenges, and Standardization Activities"[Publicación en unforo]. Mensaje publicado en:
http://www.researchgate.net/publication/311462222_Terahertz_band_communications_Applications_research_challenges_and_standardization_activities.
- [3] S.Revuelta Martínez. "Photoconductive antennas for terahertz radiation". M Thesis, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, España, 2018.
- [2] Garufo, A., Carluccio, G., & Llombart y Neto, A. (2018). "Northon Equivalent Circuit for Pulsed Photoconductive Antennas Part I: Theoretical Model". IEEE Transactions on antennas and propagation, vol 66, no 4 (pp. 1635-1645), april 2018. DOI: 10.1109/TAP.2018.2796384.
- [3] Garufo, A., Carluccio, G., & Llombart y Neto, A. (2018). "Northon Equivalent Circuit for Pulsed Photoconductive Antennas Part II: Experimental Validation". IEEE Transactions on antennas and propagation, vol 66, no 4 (pp. 1646-1659), april 2018. DOI: 10.1109/TAP.2018.2796384.
- [5] Y. Huang, N. Khiabani,(Sin fecha). "Terahertz Photoconductive Antennas" [Diapositivas]. Recuperado de:https://www.e-fermat.org/files/communication/Huang-MUL-2016-Vol14-Mar._Apr.-11%20Terahertz%20Photoconductive%20Antennas.....pdf

Anexos

ANEXO 1: CÓDIGO MACRO PARA REPRESENTAR LA ANTENA SIERPINSKI

```
Sub Main ()
    Dim wwa As Double
    Dim Plx, Ply, P2x, P2y, P3x, P3y As Double
    Dim dg As Integer
    Dim ii As Integer

    ii=1

    wwa=La*Tan(aa/2*pi/180)

    Plx=0
    Ply=0
    P2x=wwa/2
    P2y=-La/2
    P3x=-wwa/2
    P3y=-La/2
    sierpinskiia(Plx, Ply, P2x, P2y, P3x, P3y, aa, it, ii)

End Sub

Sub sierpinskiia (Plx, Ply, P2x, P2y, P3x, P3y, aa As Double, dg As Integer, ByRef ii As Integer)

    Dim b, b1, b2, b3, h, xo, yo, Pltx, Plty, P2tx, P2ty, P3tx, P3ty As Double

    If dg<1 Then

        ' draw a triangle

        ' find equal length side

        b1=Sqr((Plx-P2x)^2+(Ply-P2y)^2)
        b2=Sqr((P2x-P3x)^2+(P2y-P3y)^2)
        b3=Sqr((Plx-P3x)^2+(Ply-P3y)^2)

        b=(max(max(b1,b2),b3)+min(min(b1,b2),b3))/(1+2*Sin(aa/2*pi/180))

        ' find height

        h=tola*b*Cos(aa/2*pi/180)
```

```
' find center

xo=(Plx+P2x+P3x)/3
yo=(Ply+P2y+P3y)/3

' triangle vertices coordinates

Pltx=xo
Plty=yo+2/3*h

P2tx=xo-tole*b*Sin(aa/2*pi/180)
P2ty=yo-h/3

P3tx=xo+tole*b*Sin(aa/2*pi/180)
P3ty=yo-h/3

    With Extrude
        .Reset
        .Name "t" & cstr(ii)
        .Component "component1"
        .Material "PEC"
        .Mode "Pointlist"
        .Height 0
        .Point Pltx,Plty
        .LineTo P2tx,P2ty
        .LineTo P3tx,P3ty
        .LineTo Pltx,Plty
        .Create
    End With

    End If

    ii=ii+1

    If dg>0 Then
        sierpinskia(Plx,Ply,(Plx+P2x)/2,(Ply+P2y)/2,(Plx+P3x)/2,(Ply+P3y)/2,aa,dg-1,ii)
        sierpinskia(P2x,P2y,(Plx+P2x)/2,(Ply+P2y)/2,(P2x+P3x)/2,(P2y+P3y)/2,aa,dg-1,ii)
        sierpinskia(P3x,P3y,(P3x+P2x)/2,(P3y+P2y)/2,(Plx+P3x)/2,(Ply+P3y)/2,aa,dg-1,ii)
    End If

End Sub
```

ANEXO 2: CÓDIGO MATLAB PARA LA REPRESENTACIÓN DE LOS CAMPOS DE LOS ARCHIVOS DE CST

```
clear
close all
load('f_0_5.txt', '-ascii')
a=f_0_5;

% radiation pattern choice
% rp=3 abs, rp=4 Xpol, rp=6 copol
b=a(:,3);
t=(0:1:180);
p=(0:1:360);
tr=t*pi/180;
pr=p*pi/180;
c=reshape(b,length(t),length(p)-1);
d=[c,c(:,1)];
%normalized to zero dB
dm=max(max(d));
e=d-dm;

%avoiding negative values
ss=min(min(d));
if ss>0
    ss=0;
end

f=d+abs(ss);

x1=sin(tr')*cos(pr);
y1=sin(tr')*sin(pr);
z1=cos(tr')*ones(size(pr));

x2=f.*x1;
y2=f.*y1;
z2=f.*z1;

% to plot only the positive z fields

tr2=tr(1:91);

x12=sin(tr2')*cos(pr);
y12=sin(tr2')*sin(pr);

figure(1)
colormap('jet')
h=pcolor(p,t,d);
caxis([-40+dm dm])
set(h,'edgecolor','none')
colorbar
xlabel('\phi')
ylabel('\theta')

figure(2)
colormap('jet')
h=pcolor(x12,y12,e(1:91,:));
```

```
caxis([-30 0])
set(h,'edgecolor','none')
xlabel('sin(\theta)cos(\phi)')
ylabel('sin(\theta)sin(\phi)')
colorbar

% figure(3)
%
% h=surf(x2,y2,z2,f)
% mm=max(max([f]));
% caxis([mm-40 mm])
% set(h,'edgecolor','none')
% colormap('jet')
% colorbar
% xlabel('x')
% ylabel('y')
```

ANEXO 3: REPRESENTACIÓN DE LAS ANTENAS DE LOS INVESTIGADORES CON LOS PÁRAMETROS UTILIZADOS

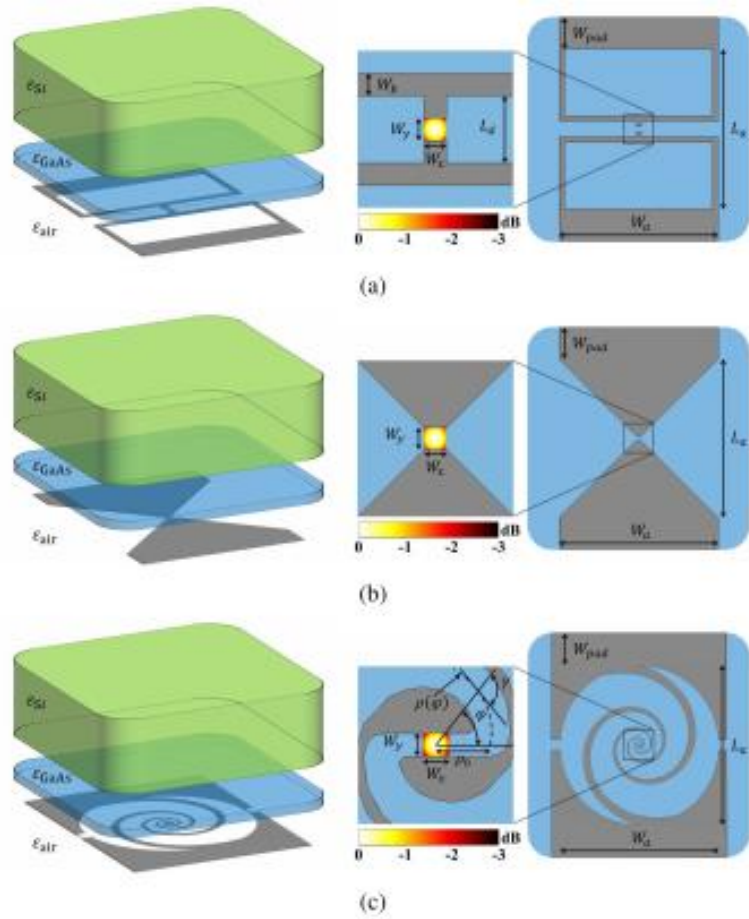


Fig. 1. PCA prototype geometries under analysis. The blue slab represents the chip of photoconductive material; the green thick slab depicts the silicon lens, whereas the antenna metalizations are depicted in gray. (a) H-dipole antenna: gap size $W_x = W_y = 10 \mu\text{m}$, dipole length $L_d = 30 \mu\text{m}$, and bias line width $W_b = 10 \mu\text{m}$. (b) Bow-tie antenna: gap size $W_x = W_y = 10 \mu\text{m}$ and tapering angle 90° . (c) Logarithmic spiral antenna: $\rho(\varphi) = \rho_0 e^{a\varphi}$ with $\varphi \in [0, 2\pi N]$, starting radius $\rho_0 = 23 \mu\text{m}$, curvature angle $\gamma = 76.5^\circ$, winding number $N = 2.6$, tapering angle $\delta = 150^\circ$, and gap width $W_y = 10 \mu\text{m}$. All three geometries have the same overall sizes and the bias pads width: $L_a = 2 \text{ mm}$, $W_a = 2 \text{ mm}$, and $W_{\text{pad}} = 0.5 \text{ mm}$. In the zoomed-in view of the gap of each antenna, it is shown the normalized laser power density distributions used in the experiment, $D_{\text{laser}} = 16 \mu\text{m}$, for the evaluation of the energy spectral density in Fig. 10(a).

ANEXO 4: DOCUMENTACIÓN PRINCIPAL PARA REALIZAR EL ESTUDIO

Norton Equivalent Circuit for Pulsed
Photoconductive Antennas—Part I:
Theoretical ModelAlessandro Garufo[✉], Member, IEEE, Giorgio Carluccio[✉],
Nuria Llombart[✉], Senior Member, IEEE, and Andrea Neto[✉], Fellow, IEEE

Abstract—A novel equivalent circuit for pulsed photoconductive sources is introduced for describing the coupling between the photoconductive gap and the antenna. The proposed circuit effectively describes the mechanism of feeding the antenna by the semiconductor when this latter is illuminated by a laser operating in a pulsed mode. Starting from the classical continuity equation, which models the free carriers' density with respect to the laser power pump and the semiconductor features, a Norton equivalent circuit in the frequency domain is derived. According to the Norton theorem, the equivalent source representation is decoupled from the antenna. In particular, for photoconductive antennas (PCAs), the Norton circuit takes into account of the electrical and optical properties of the semiconductor material, the features of the laser excitation, as well as the geometrical dimensions of the gap. The presence of the electrodes around the gap is part of the antenna and, therefore, it is taken into account in the antenna impedance. The proposed circuit allows the analysis of the coupling between the photoconductive source and the antenna, providing a tool to analyze and design PCAs.

Index Terms—Equivalent circuit, photoconductivity, terahertz (THz) photoconductive antenna (PCA), THz radiated power, THz source, THz technology.

I. INTRODUCTION

IN RECENT years, terahertz (THz) technology has attracted the interest of researchers for its variety of applications [1]–[15]. The emergence of all these applications has been driven by the availability of photoconductive antennas (PCAs), which have made available bandwidth in the THz spectrum at relatively low cost [1]–[4], [16]–[28].

In PCAs, the basic mechanism for the THz power generation and detection relies on semiconductor materials pumped by laser. Specifically, when a laser source impinges on a semiconductor with an appropriate carrier frequency, it provides the required energy for the electrons to move from the valence band to the conduction band, and free electron-hole pairs are generated. The presence of free carrier pairs

produces a change of the conductivity of the material, which becomes a photoconductor. The laser pump source typically operates in two different modes, i.e., continuous-wave (CW) mode [1], [21] or pulsed-wave (PW) mode [1], [16], [17]. The conductivity of the semiconductor material changes periodically in time according to the laser operating mode and the lifetime of the carriers in the semiconductor. Applying a biasing voltage (in transmission), inducing an electric field across the semiconductor gap, or impinging with THz radiation (in detection), these free charges are accelerated. A time-varying current is induced across the photoconductive gap, because of the acceleration of the free carriers. This effect is clearly localized on the gap; however, it induces a global propagation of electromagnetic fields in the surrounding of the antenna structure. The propagating signal has frequency components that depend on the modulating signal of the laser pump and the semiconductor response to the laser excitation, as well as the geometrical features of the structures connected to the electrodes. Some frequencies will be more or less excited depending on the frequency response characterizing the surrounding structures.

The maximum available power of a single PCA in transmission is limited by the number of charges that can be excited to the conduction band of the semiconductor, by their mean velocity, by the coupling of the current in the gap with the surrounding antenna structure, and by the thermal failure of the device [18], [21].

In order to take into account of all these aspects, in recent years, different hybrid equivalent circuits have been developed for both the CW [1], [21], [24] and the PW operating modes [22], [25], [27], [28]. However, for PW mode, none of them constitutes a frequency-domain equivalent Thévenin or Norton circuit [29] representative of the THz radiation, because of the simultaneous presence of biasing and THz components in such circuits. Without decoupling the antenna from the source, these circuits associate a conductance and a capacitance (due to the presence of the electrodes) to the current source. According to the Thévenin and Norton theorems, such capacitive load is, instead, part of the antenna impedance. In fact, only in dipole-like antennas, the capacitive loading of the antenna gap is the dominant contribution to the reactive energy localized close to the gap. Assuming a capacitive contribution, as part of the source, can be misleading in slot-based designs, where the reactive loading close to the gap is mostly inductive [30].

Manuscript received April 25, 2017; revised December 21, 2017; accepted January 20, 2018. Date of publication January 31, 2018; date of current version April 5, 2018. This work was supported by the European Research Council Starting Grants ERC-2011-StG Grant AAATSI no. 278794. (Corresponding author: Alessandro Garufo.)

The authors are with the Microelectronics Department, Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science Faculty, Delft University of Technology, 2628 CD Delft, The Netherlands (e-mail: a.garufo@tudelft.nl; g.carluccio@tudelft.nl; n.llombart@tudelft.nl; a.neto@tudelft.nl).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2018.2800524

0018-926X © 2018 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission. See http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html for more information.

In this paper, we propose a simple and effective Norton equivalent model for PW operating mode, which takes into account of all the optical, electrical, and geometrical parameters of the photoconductive generator. It is, therefore, useful for describing the coupling between the photoconductive feed and the radiating antenna. A validation of the proposed equivalent circuit via power and spectrum measurements of some PCA prototypes will be shown in [31].

This paper is structured as follows. Section II is devoted to the description of the frequency-domain equivalent Norton circuit derivation from the time-domain circuit representation of the PCAs. Section III shows the use of the proposed frequency-domain equivalent Norton circuit to estimate the energy spectral density and the relevant average power radiated by the PCA along with some numerical results for three different antenna structures. Section IV contains some concluding remarks. Finally, Appendix A describes some details about the modeling of the pulsed-laser beam, which illuminates the semiconductor. Appendix B reports the model used for describing the photo-generation and recombination of carriers in the semiconductor gap, whereas Appendix C is dedicated to the derivation of the expression of the time-varying conductance of the semiconductor gap when it is illuminated by the laser power pump.

II. EQUIVALENT NORTON CIRCUIT MODEL FOR PHOTOCONDUCTIVE SOURCES

A PCA is an optoelectronic device which is used to emit and receive electromagnetic energy in the THz-frequency bandwidth. It is typically obtained by placing thin metallization around a slab of photoconducting material which is illuminated by a laser beam $s_{\text{laser}}(\mathbf{r}; t)$, as it is shown in Fig. 1(a). The performances of such device are affected by various phenomena, i.e., the interaction between the laser source and the semiconductor, the geometrical parameters of the active gap which feeds the antenna, and the electromagnetic radiative properties of the entire structure. In order to take into account of all these aspects, different equivalent circuit models have been proposed in [1], [21], [22], [24], [25], [27], and [28] by using different approximations. However, until now, there is no theoretical model in terms of an equivalent frequency-domain Thévenin or Norton circuit [29], which takes into account of the frequency behavior of both the current distributions in the excited photoconductive area and the coupling to the antenna for PW mode. Thévenin and Norton equivalent circuits are the classical tools used in electronic engineering for quantifying and maximizing the power radiated by an antenna [29]. The absence of such model makes the investigation of the impedance matching between the photoconductive source and the antenna very difficult. In this paper, we propose a novel Norton equivalent circuit for modeling the PCA feeding mechanism. In the model, we assume that the photoconductive gap dimensions of the antenna [Fig. 1(a)] are small in terms of the wavelength (the wavelength relevant to the highest frequency of the pulse bandwidth in PW mode). In the model, we also assume that the laser spot dimension is comparable or bigger than the gap size, in order to get a reasonable uniform

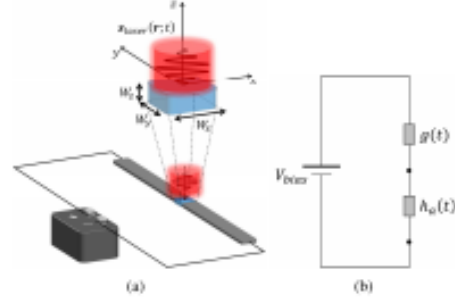


Fig. 1. (a) PCA schematic representation. The inset shows the PCA gap. (b) PCA time-domain circuit representation.

illumination of the gap. Saturation effects due to high level of laser fluence on the gap are not considered [32], and moreover, the screening effects due to the space-charge screening [22] and due to radiation field screening [32] are also neglected.

A. Time-Domain Circuit Representation

A schematic representation of a generic PCA is depicted in Fig. 1(a). The antenna is connected to a biasing voltage and its input terminals to the photoconductive material.

The photoconductor volume with dimensions (W_x, W_y, W_z) in the gap between the terminals is excited by a modulating laser with an intensity distribution $s_{\text{laser}}(\mathbf{r}; t)$, which is modeled as discussed in Appendix A. The laser pulse provides the energy to free the electrons in the semiconductor material, thus changing the conductivity of the photoconductor gap as discussed in Appendix B. As a result, the time-varying conductivity is expressed as

$$\sigma(\mathbf{r}; t) = e\mu(1 - |\Gamma|^2) \frac{1 - e^{-\alpha W_x}}{W_x} h(t) \otimes |\tilde{s}(\mathbf{r}; t)|_{z=0} \quad (1)$$

for $-W_x \leq z \leq 0$, where e is the elementary charge, μ is the free carriers' transient mobility, Γ is the optical Fresnel reflection coefficient at the air-semiconductor interface, and α is the laser absorption coefficient of the semiconductor material.

The time-varying conductivity (1) depends on the time convolution \otimes , as defined in (C.7), between the envelope of the laser power density $\tilde{s}(\mathbf{r}; t)$ and the impulsive response of the material $h(t)$ with respect to the laser power excitation [21], obtained as the inverse Fourier transform (IFT) of (B.6)

$$h(t) = \text{IFT}[H(\omega)] = \frac{1}{hf_g} e^{-\frac{t}{\tau}} u(t) \quad (2)$$

where h is the Planck's constant, f_g is the frequency associated with the energy band-gap $E_g = hf_g$ of the semiconductor material, τ is the charge carrier lifetime, and $u(t)$ is the Heaviside step function. This schematic representation can be depicted as the circuit in Fig. 1(b), with concentrated quantities, discussed in Appendix C, rather than the distributed quantities described in Appendix B.

Specifically, the circuit is composed by three components. The first one is the bias voltage V_{bias} . The second one is a time-varying conductance $g(t)$, representing the electrical properties of the gap, expressed by (C.6) in Appendix C

$$g(t) = \eta(W_x, W_y, W_z, A_{\text{laser}}) \frac{A_{\text{laser}}}{W_y^2} e \mu h(t) \otimes \tilde{s}(t) \quad (3)$$

where A_{laser} is the area of the spatial distribution of the laser beam Poynting vector at the semiconductor interface, as defined in (A.8), and η is the laser absorption efficiency defined in (C.8). All the parameters present in (1)–(3) are discussed in detail in Appendixes A–C. Finally, the third component of the circuit is an impulse response $h_a(t)$, representing the antenna in time domain. The impulse response is depicted in series, since its current is the same current as that which flows through the gap. In a time-domain analysis, the evaluation of the field radiated by the antenna typically involves a time convolution integral, which depends on the geometry and the antenna radiation mechanism. However, this time-domain approach is not suitable for analyzing the spectral behavior of the antenna. To avoid such problem, antennas are typically studied in frequency domain and are characterized by means of an impedance $Z_a(\omega)$ in circuit model.

B. Frequency-Domain Norton Circuit Model for Photoconductive Source

In order to study the coupling between the photoconductor gap and the antenna, it is useful to use an equivalent Norton circuit. Norton's theorem states that in the frequency domain, the current flowing in a load at the terminals of a complex linear electrical system can be obtained by replacing the entire system with only two equivalent components: an equivalent current generator and an equivalent impedance, which provides a representation of the complex circuit completely decoupled from the load. Indeed, for PW mode, the proposed circuit differs to the ones proposed in [24] and [27], since it does not present a capacitive loading as part of the source which, according to the Norton theorem, is part of the reactive antenna load, and moreover, it is not always capacitive as in case of long slots [30]. Fig. 2(a) presents such equivalent circuit, when the load is assumed to be the antenna under analysis.

The Norton equivalent frequency-domain current generator requires the evaluation of the spectrum of the current generator $I_g(\omega)$ flowing at the terminals of the antenna, when the antenna itself is short circuited, as in Fig. 2(b). Considering that the gap dimensions are small in terms of the wavelength and they are comparable with the laser spot size, the field contributions due to the electron and hole local separation mechanism and to the electrodes scattering do not significantly change the applied bias field intensity [22], [42], and the total electric field in the volume of the gap can be approximated with the applied bias electric field $\mathbf{e}(\mathbf{r}; t) \approx -V_{\text{bias}}/W_y \hat{\mathbf{y}}$. Consequently, the short-circuit current flowing across the gap, according to (C.4), is defined as $i_g(t) \approx g(t)V_{\text{bias}}$ and its spectrum is obtained simply performing the FT of the time-domain current derived by the time-domain description, i.e.,

$$I_g(\omega) = \text{FT}[i_g(t)]. \quad (4)$$

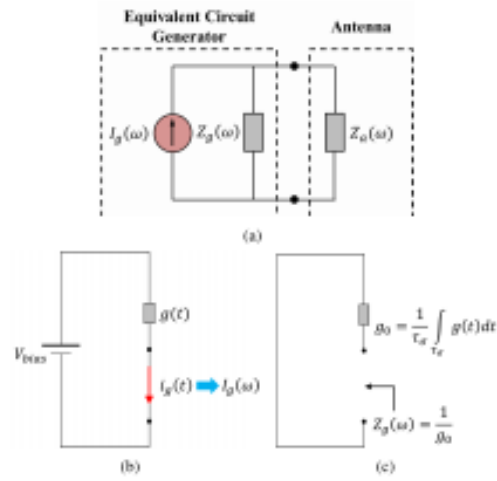


Fig. 2. (a) Equivalent Norton frequency-domain circuit. Schematic derivation for (b) equivalent generator current and (c) equivalent generator impedance.

By using (C.4) and (C.5) in (4)

$$I_g(\omega) = \eta(W_x, W_y, W_z, A_{\text{laser}}) \frac{A_{\text{laser}}}{W_y^2} e \mu H(\omega) \tilde{S}(\omega) V_{\text{bias}}. \quad (5)$$

Note that $i_g(t)$ well approximates the current flowing in the photoconductive gap in the absence of the antenna, when the gap is small and illuminated with laser beams with diameter comparable or bigger than the gap size, as discussed in [42].

The equivalent Norton generator impedance is the impedance $Z_g(\omega)$ exhibited at the antenna terminals, in the absence of the antenna, as in Fig. 2(c), for each frequency, when the bias voltage generator is removed. From the circuit, it is evident that it represents the impedance at the terminals of the photoconductor gap. However, $Z_g(\omega)$ is not the FT of the time-varying resistance, but it is the ratio of voltage and current spectra at the terminals for each frequency

$$Z_g(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)}. \quad (6)$$

Since one has no easy way to evaluate (6), due to the various physical phenomena involved in the photoconductor when it is illuminated by a laser beam [41], we introduce a zeroth order approximation considering to have a constant conductance $g(t)$, when the photoconductor is illuminated, and that at each frequency, the relation between the voltage and the current spectra in the photoconductor is real. In detail, the equivalent Norton generator impedance can be approximated as the inverse of the average conductance g_0 of the time-varying conductance $g(t)$ [Fig. 2(c)] on the time interval τ_e where the conductivity of the gap is different from zero

$$Z_g(\omega) \approx r_0 = \frac{1}{g_0} = \frac{1}{\frac{1}{\tau_e} \int_{\tau_e} g(t) dt}. \quad (7)$$

By using (C.6) and the results in Appendixes A–C, the average conductance is

$$g_0 = \eta(W_x, W_y, W_z, A_{\text{laser}}) \frac{A_{\text{laser}}}{W_y^2} e\mu \frac{1}{\tau_\sigma} H(\omega = 0) \hat{S}(\omega = 0). \quad (8)$$

It is worth noting that in (8), for the PW mode, τ_σ defines a reasonable time interval in which one can do an average of the time-varying conductance pulse. In the results discussed in this paper, τ_σ is the time duration of the pulsed conductivity, defined as the time interval where the conductivity is above 1/100 of its peak value, as it is shown in Fig. 3(a). The chosen value guarantees an interval sufficiently long for considering the entire pulse and, at the same time, not too long to consider a time range where the conductance is ideally zero [see Fig. 3(a)]. This time interval constitutes the time range in which the antenna is effectively excited and, consequently, for estimating the mean value of the equivalent generator impedance. Therefore, the mean resistance r_0 depends on the mean number of carriers which are in the conduction band of the photoconductor during the pulse duration in the PW operating mode. For such devices, most of the energy is contained at the lower frequencies of the spectrum. Therefore, the time average value of the conductance is a reasonable approximation since, for gaps smaller than the wavelength, the reactive part of the generator impedance is negligible. At higher frequencies, for electrically larger gaps, a complex impedance would describe better the behavior of the photoconductor. However, the amount of energy available at such frequencies is anyway smaller.

As an example, the values of the photoconductor time-varying conductance (3) and the relevant mean values (8) are reported in Fig. 3(a), considering a photoconductor volume of thickness $2 \mu\text{m}$, an absorption coefficient $\alpha = 10^6 \text{ m}^{-1}$, a carrier lifetime $\tau = 0.3 \text{ ps}$, and a carrier transient mobility $\mu = 300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ [32]–[34]. The results refer to a Gaussian laser beam profile with diameter at -3 dB equal to the size of the gap surface $D_{\text{laser}} = W_x = W_y$, a carrier frequency $f_{\text{laser}} = 375 \text{ THz}$ (central wavelength $\lambda_{\text{laser}} = 800 \text{ nm}$), a pulse repetition rate $f_p = 80 \text{ MHz}$, a half-power pulsewidth $\tau_p = 100 \text{ fs}$, and an average power $\bar{P}_{\text{laser}} = 30 \text{ mW}$.

The time-varying resistance $r(t)$ and its time average r_0 on the time interval τ_σ , which are the reciprocal of (3) and (8), respectively, are plotted in Fig. 3(b). As it is shown, when the photoconductor is not excited by the laser, the equivalent Norton resistance assumes extremely high values, which depends on the intrinsic free carrier concentration in the photoconductor. On the contrary, when the photoconductor is optically excited, it is theoretically possible to realize a matching between the equivalent Norton generator and the antenna.

Finally, as it is shown in Fig. 4, for a fixed gap size and laser energy, the laser beam focusing on the gap is crucial to achieve the impedance matching condition between the photoconductive source and the antenna impedance. Indeed, the generator resistance increases as the laser beam diameter increases compared to the area of the gap; i.e., focusing the laser power on a smaller area decreases the resistance of the photoconductor, as it is expected by (8). By decreasing the

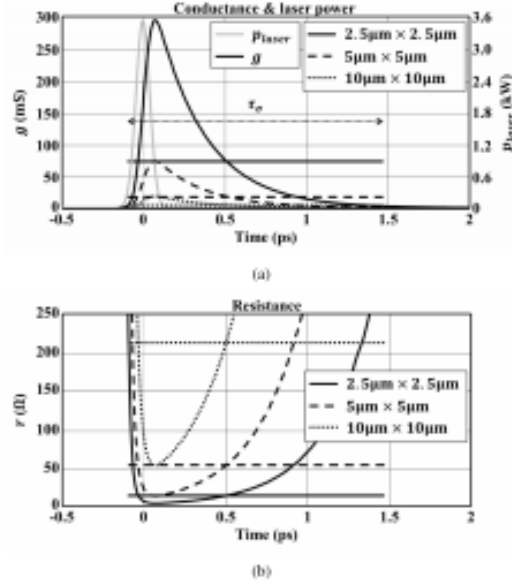


Fig. 3. Time-dependence of the generator's (a) conductance and its related (b) resistance of the photoconductor material illuminated by a laser operating in PW mode. The laser beam, with average power $\bar{P}_{\text{laser}} = 30 \text{ mW}$, is focused on different gap sizes. The light-gray solid line in (a) represents the time-varying pulse-power envelope of the laser beam. The laser beam diameter at -3 dB is focused on three different gap areas: $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$ (black dotted line), $5 \mu\text{m} \times 5 \mu\text{m}$ (black dashed line), and $2.5 \mu\text{m} \times 2.5 \mu\text{m}$ (black solid line). The straight horizontal lines refer to the related mean values during the pulse duration τ_σ .

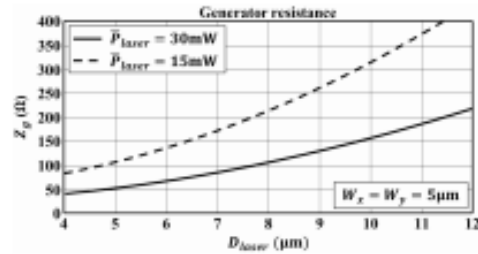


Fig. 4. Laser beam diameter dependence of the generator's resistance of a photoconductor material illuminated by a laser operating in PW mode.

size of the laser beam, more laser power is absorbed by the photoconductor material and the resistance value decreases up to where the laser beam illuminates homogeneously the entire photoconductor gap area. The range of validity of these results has been validated when the laser beam waist is comparable or bigger than the gap area [31].

III. RADIATED ENERGY SPECTRAL DENSITY AND AVERAGE POWER

The evaluation of the energy spectral density and the average power radiated by the PCA is shown in this section.

They are calculated from the equivalent circuit model proposed in Section II-B.

By supposing a finite energy voltage signal $v(t)$ and its related current signal $i(t)$, it is possible to derive the instantaneous power $p(t) = v(t)i(t)$ and the energy E of the signal, which can be evaluated also knowing the spectra of the voltage and current, resorting to the generalized Parseval's theorem [43]

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} v(t)i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} V(\omega)I^*(\omega) d\omega \quad (9)$$

where $V(\omega) = \text{FT}[v(t)]$ and $I(\omega) = \text{FT}[i(t)]$ are the spectra of the voltage and current signals, respectively. The product of the voltage spectrum $V(\omega)$ and the conjugate current spectrum $I^*(\omega)$ in (9) represents the energy spectral density associated with the voltage $v(t)$ and current $i(t)$ signals.

Referring to the Norton equivalent circuit in Fig. 2(a), by using (5) and (7), one can calculate the spectrum of the current generator $I_g(\omega)$ and the generator impedance $Z_g(\omega)$ of the photoconductor, respectively. Given the antenna impedance $Z_a(\omega)$, which can be estimated by using analytical formulas or by numerical tools, the spectrum of the current $I_a(\omega)$, flowing in the antenna load, can be easily evaluated. By knowing the spectrum of the current flowing into the antenna load $I_a(\omega)$ and the antenna impedance $Z_a(\omega)$, it is possible to derive the energy spectral density associated with the antenna radiation

$$E_s(\omega) = V_a(\omega)I_a^*(\omega) = Z_a(\omega) \left| \frac{Z_g(\omega)}{Z_a(\omega) + Z_g(\omega)} \right|^2 |I_g(\omega)|^2. \quad (10)$$

The energy generated by the PCA can be evaluated by integrating (10), using relation (9)

$$E_{\text{source}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_s(\omega) d\omega. \quad (11)$$

The result of this integral is a real quantity, because of the Hermitian symmetry of the spectrum. Since the real part of the impedance in lossless antennas accounts for radiation, (11) provides the radiated energy in each pulse. Furthermore, since the PCA radiates pulses periodically with a period $T_p = 1/f_p$, where f_p is the repetition rate of the laser, the average power radiated by the antenna can be calculated as

$$P_{\text{source}} = \frac{E_{\text{source}}}{T_p}. \quad (12)$$

Defining the matching efficiency η_m between the antenna and the photoconductive source as the ratio between the energy spectral density E_s radiated by the antenna and the energy spectral density E_s^{max} of the maximum available energy provided by the photoconductor gap to a matched load antenna, the energy spectral density E_s can be expressed also as

$$E_s(\omega) = \eta_m(\omega)E_s^{\text{max}}(\omega). \quad (13)$$

The maximum available energy $E_{\text{available}}$ can thus be estimated as in (11), by integrating the energy spectral density E_s^{max}

$$E_{\text{available}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E_s^{\text{max}}(\omega) d\omega. \quad (14)$$

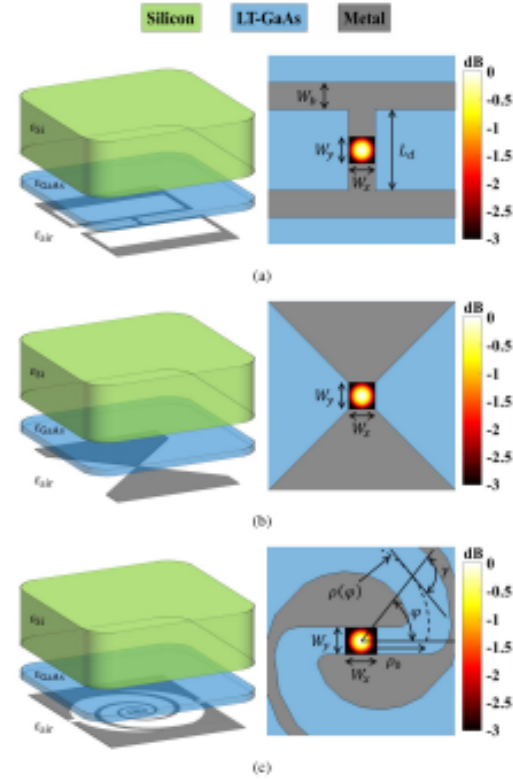


Fig. 5. PCA geometries and structures: the blue slab represents the chip of photoconductive material; and the green thick slab depicts the silicon semi-infinite medium, whereas the antenna metallization are depicted in gray. (a) H-dipole antenna: gap size $W_g = 10 \mu\text{m}$, dipole length $L_d = 30 \mu\text{m}$, and bias line width $W_b = 10 \mu\text{m}$. (b) Bow-tie antenna: gap size $W_g = 10 \mu\text{m}$ and tapering angle 90° . (c) Logarithmic spiral antenna: $\rho(\varphi) = \rho_0 e^{j\varphi}$ with $\varphi \in [0, 2\pi N]$, starting radius $\rho_0 = 23 \mu\text{m}$, curvature angle $\gamma = 76.5^\circ$, winding number $N = 2.6$, tapering angle $\delta = 150^\circ$, and gap width $W_g = 10 \mu\text{m}$. In the zoomed-in view of the gap of each antenna, it is shown the normalized laser power density spatial distributions D_{laser} used for the evaluation of the energy spectral density in Fig. 7.

Therefore, taking into account that the pulses are periodically radiated with a repetition period T_p , the maximum available average power $\bar{P}_{\text{available}}$ can be evaluated as

$$\bar{P}_{\text{available}} = \frac{E_{\text{available}}}{T_p}. \quad (15)$$

As an example, we apply the above discussed analysis to three different antenna geometries, i.e., the H-dipole, the bow-tie, and the spiral antennas (Fig. 5), which are the most common geometries for PCA found in the literature, [1]–[4].

The H-dipole and the bow-tie do not present any particular design features, and the logarithmic spiral has been designed according to [44] with the limitation of designing a gap with length $W_g = 10 \mu\text{m}$. The geometrical features of the antennas are listed in the caption of Fig. 5. The maximum sizes of the antennas are the same for all the three geometries

TABLE I
ESTIMATED GENERATOR IMPEDANCE Z_g , AVERAGE CURRENT \bar{I}_g OF A PULSE ON THE TIME INTERVAL τ_g , AND AVAILABLE POWER $\bar{P}_{\text{AVAILABLE}}$ PROVIDED BY THE PHOTOCONDUCTOR GAP USING AN AVERAGE POWER OF THE LASER $\bar{P}_{\text{LASER}} = 30$ mW AND AN APPLIED BIAS ELECTRIC FIELD $E_{\text{BIAS}} = 4$ V/ μ m

Gap size	V_{BIAS} ($E_{\text{BIAS}} = 4$ V/ μ m)	D_{INSTR}	Fluence	Z_g	\bar{I}_g	$\bar{P}_{\text{AVAILABLE}}$
$10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$	40 V	$10 \mu\text{m}$	0.21 mJ/cm^2	214Ω	188 mA	$469 \mu\text{W}$
$5 \mu\text{m} \times 5 \mu\text{m}$	20 V	$5 \mu\text{m}$	0.87 mJ/cm^2	54Ω	376 mA	$469 \mu\text{W}$
$2.5 \mu\text{m} \times 2.5 \mu\text{m}$	10 V	$2.5 \mu\text{m}$	3.47 mJ/cm^2	13Ω	752 mA	$469 \mu\text{W}$

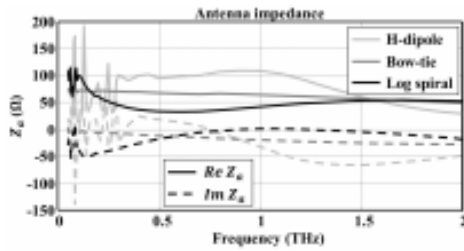


Fig. 6. Simulated input impedances of the antenna geometries under analysis.

3 mm \times 2 mm. The layered structure is the same for all the antennas: the antenna metallization is placed on a slab of 2 μ m low-temperature-grown gallium arsenide (LT-GaAs), which is grown on a semi-insulating gallium arsenide wafer, 525 μ m thick with $\epsilon_{\text{GaAs}} = 13$ (typical size and permittivity of a GaAs substrate used for PCAs). The antenna chip has been simulated by the EM commercial software [45], by considering the structure radiating between free space and a semi-infinite dense dielectric with $\epsilon_{\text{Si}} = 11.9$, in order to approximate the effect of the presence of a silicon dielectric lens [46], typically used for such kind of devices for enhancing the directivity of the antenna.

The simulated input impedances are shown in Fig. 6, whereas the energy spectral densities radiated by the antennas are shown in Fig. 7, considering the same laser beam features and optical and electrical parameters of the photoconductor listed in Section II-B. Referring to Fig. 5, the following sizes of the gap area illuminated by the laser beam for the three geometries have been considered: $W_x = W_y = 10 \mu\text{m}$ for the H-dipole and the bow-tie antennas, while $W_x = 12 \mu\text{m}$ and $W_y = 10 \mu\text{m}$ for the logarithmic spiral antenna due to the geometry of its gap.

It is noted that the photoconductor generator is mismatched under such working conditions, providing a generator impedance $Z_g = 214 \Omega$ for the H-dipole and bow-tie antennas, and $Z_g = 193 \Omega$ for the logarithmic spiral. The energy spectral densities radiated by the antennas present almost the same behavior at the higher frequencies of the spectrum. Significant differences can be noticed at the lower frequencies where they show different behaviors due to the finiteness of the different geometries, which results in different resonance behaviors. The average power \bar{P}_{source} generated by the antennas is practically the same: 342 μW , 339 μW , and 326 μW for the H-dipole, bow-tie, and logarithmic spiral antennas, respectively.

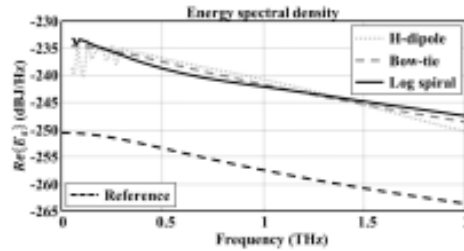


Fig. 7. Simulated energy spectral densities E_f generated by the three antennas under analysis. The black dashed line is the reference energy spectral density, generated by the equivalent current generator $I_g(n)$ of the antennas, connected to a reference load $R = 1 \Omega$.

For sake of completeness, the reference energy spectral density evaluated considering the equivalent current generator of the antennas connected to a reference load $R = 1 \Omega$ at each frequency is also shown in Fig. 7.

It is worth noting that referring to Table I, the power \bar{P}_{source} estimated for the antennas in the previous numerical example does not constitute the maximum available power, because of the impedance mismatch between the photoconductor equivalent circuit and the antenna impedance. Indeed, a gap with the same size $W_x = W_y = 10 \mu\text{m}$, illuminated by the same average laser power $\bar{P}_{\text{LASER}} = 30$ mW and the same applied bias voltage $V_{\text{BIAS}} = 40$ V, provides a higher available power $\bar{P}_{\text{AVAILABLE}}$, if it is ideally connected to a matched antenna load at each frequency, as it is shown in the second row of Table I. Moreover, in Table I, it is shown that focusing the same laser power on smaller gap, and keeping the same applied bias electric field on the gap, $E_{\text{BIAS}} \simeq V_{\text{BIAS}}/W_y$ (second column) does not change the maximum available power $\bar{P}_{\text{AVAILABLE}}$ provided by the source. Indeed, by focusing the laser beam on smaller gaps (columns one, three, and four in Table I), the impedance of the equivalent generator decreases (fifth column in Table I), whereas the current of the equivalent generator increases. In the sixth column of Table I, we report the average current \bar{I}_g of the pulse on the time interval τ_g . The resulting available power $\bar{P}_{\text{AVAILABLE}}$ for all the gap sizes is shown in the last column of Table I.

A complete analysis of the energy spectral densities and power radiated by the PCAs, together with a validation of the proposed equivalent circuit via power measurements of some prototypes, will be shown and discussed in detail in [31].

IV. CONCLUSION

In this paper, a novel frequency-domain Norton equivalent circuit model has been proposed to characterize the source